

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

Centro Tecnológico

Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial

***Metodologia de avaliação e de  
gerenciamento da incerteza de sistemas de  
medição de temperatura***

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina para  
obtenção do Grau de Mestre em Metrologia

Alexandre Moraes Barp

Florianópolis, Março de 2000

# **Metodologia de avaliação e de gerenciamento da incerteza de sistemas de medição de temperatura**


Alexandre Moraes Barp

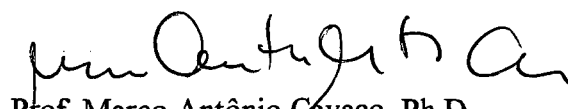
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de  
**Mestre em Metrologia**  
e aprovada na sua forma final pelo  
Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial.

  
Prof. Carlos Alberto Flesch, M. Eng.  
Orientador

  
Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.  
Coordenador do curso de mestrado em Metrologia Científica e Industrial

**Banca Examinadora:**

  
Prof. Frank Hrebabetzky, Dr. Rer. Nat.

  
Prof. Marco Antônio Cavaco, Ph.D.

  
Prof. Saulo Güth, Dr.

*Aos meus pais  
Ari Barp e  
Neide Moraes Barp*

*Aos meus avós  
Adão Antunes de Moraes (in Memoriam) e  
Virgílio Barp (in Memoriam)*

## Agradecimentos

A “*DEUS*”, o nosso mestre supremo que nos conduz ao caminho da evolução, e a todos *aqueles* que nos auxiliam *indiretamente* nesse percurso.

Ao LABMETRO e à Fundação CERTI, que proporcionaram bom corpo docente e infraestrutura para que o trabalho pudesse ser desenvolvido.

À CAPES, pela concessão da bolsa de mestrado.

Ao Professor Carlos Alberto Flesch, pela ajuda, pelo apoio, pela dedicação e pela amizade, que sem essa, eu não chegaria ao resultado final obtido por este trabalho.

Aos meus pais, Ari e Neide, que sempre se esforçaram ao máximo para me propiciar a melhor formação possível e todo o apoio necessário, sem os quais, eu não chegaria onde estou.

Aos amigos da pós-graduação, pelas contribuições concedidas através de sugestões e explicações e pelo espírito de companheirismo. Em especial aos amigos que me auxiliaram diretamente neste trabalho:

Alexandre da Costa Silva;  
Analúcia Vieira Fantin;  
André Roberto de Sousa;  
Carlos Aurélio Pezzotta;  
Glaucio Andrey Maas;  
Gustavo Donatelli;  
Jacques Robert Heckmann;  
Luíz Augusto Rodrigues Neroski;  
Luiz Soares Júnior.

À Rosana Magali, secretária do Labmetro, pela competência no apoio de várias atividades.

A todos que direta ou indiretamente contribuíram para o sucesso deste trabalho.

# SUMÁRIO

<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>	<b>IX</b>
<b>ÍNDICE DE TABELAS</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b>	<b>XII</b>
<b>RESUMO</b>	<b>XIII</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>XIV</b>
<b>CAPÍTULO 1</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1 Importância da medição de temperatura	1
1.2 Confiabilidade metrológica e medição de temperatura	2
1.3 Objetivos do trabalho	4
1.4 Estrutura de apresentação do trabalho	4
<b>CAPÍTULO 2</b>	<b>6</b>
<b>ASPECTOS RELATIVOS À GARANTIA DA CONFIABILIDADE METROLÓGICA EM SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA</b>	<b>6</b>
2.1 Rastreabilidade da grandeza temperatura	6
2.2 Gerenciamento da incerteza em sistemas de medição de temperatura	9
2.2.1 Procedimento para gerenciamento de incerteza (PUMA)	10
2.2.2 Gerenciamento da incerteza para melhoria da confiabilidade metrológica	11
2.2.2.1 Projeto e desenvolvimento de sistemas de medição	13
2.2.2.2 Especificação e seleção de sistemas de medição	14
2.2.2.3 Avaliação quantitativa das incertezas para sistemas de medição	15
2.2.2.4 Acompanhamento contínuo de sistemas de medição	15
2.2.2.5 Avaliação formal da incerteza	16
2.3 Procedimento de avaliação da incerteza	16
2.3.1 Procedimento de avaliação da incerteza aplicado a sistemas de medição	17
2.3.1.1 Modelo do sistema de medição	17
2.3.1.2 Determinação da resposta nominal do sistema de medição	18
2.3.1.3 Identificação das fontes de incerteza	19
2.3.1.4 Quantificação das fontes de incerteza	19
2.3.1.5 Transformação em incerteza padrão	23
2.3.1.6 Combinação de incertezas para determinação da incerteza padrão	25
2.3.1.7 Determinação da incerteza expandida	27
2.3.1.8 Apresentação e documentação da avaliação da cadeia de medição	28
2.3.2 Modificações propostas para realização do procedimento de avaliação de incerteza dentro do gerenciamento de incerteza	28

**CAPÍTULO 3****31****FONTES DE INCERTEZA EM SISTEMAS AUTOMATIZADOS DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA****31**

<b>3.1</b>	<b>Transdutores de temperatura com contato</b>	<b>32</b>
3.1.1	Termopar	33
3.1.1.1	Erro máximo admissível do transdutor	34
3.1.1.2	Erro inerente ao polinômio de interpolação	35
3.1.1.3	Junta de referência	36
3.1.1.4	Termopares parasitas	36
3.1.1.5	Fios e cabos de extensão ou de compensação	37
3.1.1.6	Deriva com o tempo, envelhecimento e histerese do termopar	38
3.1.1.7	Outros efeitos	38
3.1.2	Termorresistor	39
3.1.2.1	Erro máximo admissível do termorresistor	41
3.1.2.2	Auto-aquecimento	41
3.1.2.3	Influência do fio	42
3.1.2.4	Resistência de isolamento	42
3.1.2.5	Deriva com o tempo	43
3.1.2.6	Ruído	44
3.1.2.7	Tensões termoeletricas	44
3.1.3	Termistor	44
3.1.3.1	Intercambiabilidade ou erro máximo entre transdutores	45
3.1.3.2	Equação de ajuste de não linearidade	47
3.1.3.3	Auto-aquecimento	48
3.1.3.4	Deriva com o tempo	48
3.1.3.5	Ruído	48
3.1.4	Transdutores integrados de temperatura	48
3.1.4.1	Erro máximo admissível	50
3.1.4.2	Repetitividade	51
3.1.4.3	Deriva com o tempo	51
3.1.4.4	Ruído	51
3.1.4.5	Rejeição da variação da fonte	52
3.1.4.6	Impedância interna	52
3.1.4.7	Auto-aquecimento	52
3.1.5	Incertezas na interface entre transdutor e o meio de medição	54
3.1.5.1	Efeitos da instalação nos transdutores de temperatura	54
3.1.5.2	Dissipação de energia cinética e de calor por fricção	55
3.1.5.3	Transiente e tempo de resposta dos transdutores de temperatura	56
<b>3.2</b>	<b>Alimentação e Condicionamento de sinais</b>	<b>57</b>
3.2.1	Componentes e circuitos de condicionamento	57
3.2.1.1	Resistor	57
3.2.1.2	Capacitor	60
3.2.1.3	Componentes semicondutores: diodos e transistores	60
3.2.1.4	Redes de resistivas de linearização e condicionamento	61
3.2.2	Fontes de alimentação e de referência	61
3.2.2.1	Erro máximo admissível (tolerância)	61
3.2.2.2	Estabilidade	62
3.2.2.3	Deriva com a temperatura	62
3.2.2.4	Rejeição à variação da alimentação	63
3.2.2.5	Impedância interna	64
3.2.2.6	Ruído	64
3.2.3	Amplificador	64
3.2.3.1	Variação do ganho	64
3.2.3.2	Tensão de offset	65
3.2.3.3	Corrente de bias e offset	65

3.2.3.4	Razão de rejeição de modo comum	65
3.2.3.5	Ruído	66
3.2.3.6	Impedância de entrada e saída	66
3.2.3.7	Razão de rejeição da fonte	66
3.2.4	Multiplexadores	66
3.2.4.1	Resistência das chaves	67
3.2.4.2	Corrente de fuga	68
3.2.4.3	Tensão termoeletrica	68
3.2.4.4	Impedância de entrada e saída	68
3.2.4.5	Isolação entre chaves ("crosstalk")	68
3.2.5	Conversão analógico-digital	69
3.2.5.1	Erro de quantização do conversor	69
3.2.5.2	Erro de ganho	70
3.2.5.3	Erro de linearidade	70
3.2.5.4	Outras fontes de incerteza	71
3.2.6	Outras fontes importantes de incerteza em sistemas de medição	71
3.2.6.1	Cabos de ligação	71
3.2.6.2	Blindagem, aterramento e "guarding"	71
<b>3.3</b>	<b>Processamento de Informações</b>	<b>71</b>
3.3.1	Arredondamento e truncamento	72
3.3.2	Algoritmo para determinação da temperatura	72
<b>3.4</b>	<b>Instrumentos Compostos</b>	<b>73</b>
3.4.1	Placas e sistemas de aquisição de sinais	73
3.4.2	Multímetros digitais	74
3.4.3	Termômetros digitais	76
3.4.4	Fontes de incerteza de instrumentos compostos	77
3.4.4.1	Erro máximo do instrumento, estabilidade ao longo do tempo e da temperatura ambiente	77
3.4.4.2	Resolução	78
3.4.4.3	Impedância de entrada	78
3.4.4.4	Ruído	78
3.4.4.5	Corrente de alimentação (para medição de resistências)	79
<b>CAPÍTULO 4</b>		<b>80</b>
<b>SISTEMA DE AVALIAÇÃO DA INCERTEZA AUXILIADO POR COMPUTADOR</b>		<b>80</b>
<b>4.1</b>	<b>Características gerais do sistema</b>	<b>80</b>
<b>4.2</b>	<b>Programa para análise de circuitos - PSpice</b>	<b>82</b>
4.2.1	Origem do PSpice	83
4.2.2	O Sistema DesignLab	83
4.2.3	Adaptação do PSpice para análise da incerteza de medição	85
4.2.4	Realização da modelagem da cadeia de medição	87
4.2.5	Procedimentos de análise de incerteza através do PSpice	89
4.2.5.1	Análise de ponto de operação ("Bias Point")	90
4.2.5.2	Análise de corrente contínua ("DC sweep")	90
4.2.5.3	Análise através de simulação de Monte Carlo	92
4.2.6	Formato dos modelos internos dos componentes	95
4.2.6.1	Termistor	95
4.2.6.2	Amplificador de instrumentação	96
4.2.6.3	Conversor analógico-digital	96
<b>4.3</b>	<b>Avaliação da incerteza através de planilha de cálculo</b>	<b>97</b>
4.3.1	Planilha de identificação e descrição das incertezas	98
4.3.2	Planilhas de quantificação de incerteza	99
4.3.3	Planilha de balanço de incerteza	99

	viii
4.3.4 Planilhas de indicação gráfica da incerteza	101
4.4 Discussão sobre o sistema de auxílio à avaliação da incerteza	102
<b>CAPÍTULO 5</b>	<b>105</b>
<b>APLICAÇÃO DA METODOLOGIA DE GERENCIAMENTO DA INCERTEZA</b>	<b>105</b>
5.1 Identificação do problema	105
5.2 Requisitos metrológicos e operacionais	107
5.3 Gerenciamento da incerteza aplicado ao projeto de sistemas de medição de temperatura	108
5.3.1 Especificações do processo de medição	108
5.3.2 Projeto do sistema de medição	109
5.3.3 Avaliação da incerteza (iteração 1)	109
5.3.4 Identificação das principais fontes de incerteza e formas de melhorias	112
5.3.5 Avaliação da incerteza (iteração 2)	114
5.3.6 Reprojeto e avaliação da incerteza (iteração 3)	116
5.4 Avaliação quantitativa de incertezas em laboratório	117
5.4.1 Avaliação do sistema de calibração com banho de temperatura	117
5.4.2 Repetitividade do sistema de medição	118
5.5 Análise do procedimento de gerenciamento de incerteza	119
<b>CAPÍTULO 6</b>	<b>121</b>
<b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>121</b>
6.1 Conclusões	121
6.2 Sugestões para trabalhos futuros	124
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>126</b>



## Índice de Figuras

Figura 1.1 – Distribuição do mercado europeu de medição de temperatura (1995) [4]	1
Figura 2.1 – Diferença entre as escalas ITS-90 e IPTS-68	8
Figura 2.2 – Cadeia de rastreabilidade para medição de temperatura	9
Figura 2.3 – Procedimento de Gerenciamento de Incerteza (PUMA / ISO 14253-2)	11
Figura 2.4 – Sistema de gerenciamento de incerteza para um processo de medição	12
Figura 2.5 – Etapas do procedimento de gerenciamento da incerteza em projeto	14
Figura 2.6 – Acompanhamento do sistema de medição	16
Figura 2.7 – Especificações e sua relação com distribuições de fabricação	21
Figura 2.8 – Tipos de distribuições utilizadas em avaliação da incerteza	25
Figura 3.1 – Cadeia típica de medição de temperatura	31
Figura 3.2 – Circuito elétrico com fios de extensão de termopares	37
Figura 3.3 – Curva gerada pela incerteza do termistor para variações em $R_0$ e $\beta$	46
Figura 3.4 – Curva característica de intercambiabilidade dos termistores	46
Figura 3.5 – Curva características de erro máximo para transdutores de circuito integrado	50
Figura 3.6 – Gráfico típico do ruído de transdutores integrados de temperatura	51
Figura 3.7 – Modelo para avaliação do auto-aquecimento em transdutores integrados de temperatura	53
Figura 3.8 - Gradiente de temperatura ao redor de um transdutor submerso em água com fluxo axial [81]	56
Figura 3.9 – Definição do método da caixa para determinação da deriva com a temperatura	62
Figura 3.10 – Definição do método da borboleta para determinação da deriva com a temperatura	63
Figura 3.11 – Modelo de fontes de incerteza de uma chave multiplexadora	67
Figura 3.12 – Topologia de uma placa de aquisição de dados	74
Figura 3.13 – Diagrama interno de um multímetro digital	75
Figura 3.14 – Diagrama esquemático dos circuitos de medição	76
Figura 3.15 – Circuito esquemático de um medidor de temperatura	77
Figura 4.1 – Sequência de atividades para avaliação de incerteza de medição	82
Figura 4.2 – Estrutura e configuração do DesignLab	84
Figura 4.3 – Modelos disponíveis para análise de incerteza desenvolvidos neste trabalho	85
Figura 4.4 – Estrutura dos modelos propostos para análise de incerteza	86
Figura 4.5 – Ambiente de desenvolvimento para simulação e suas funções básicas	87

Figura 4.6 – Modelo de uma cadeia de medição com termorresistores	88
Figura 4.7 – Modelo simplificado de uma cadeia de medição com termopares	89
Figura 4.8 – Modelo para análise de erro de linearidade residual em um circuito de linearização de termistores	89
Figura 4.9 – Janela de um exemplo de configuração para análise “DC” no PSpice	91
Figura 4.10 – Curva de erro de linearidade residual no circuito de linearização de termistores da Figura 4.8 [Temperatura (°C) x Erro de linearidade (°C)]	91
Figura 4.11 – Janela de configuração exemplo para Análise de Monte Carlo no PSpice	93
Figura 4.12 – Curvas obtidas pela Análise de Monte Carlo de um parâmetro na cadeia de medição referente a Figura 4.10	94
Figura 4.13 – Distribuição gerada para um valor de incerteza [erro de linearidade (mK)]	94
Figura 4.14 – Modelo desenvolvido para um termistor	95
Figura 4.15 – Modelo de um amplificador de instrumentação	96
Figura 4.16 – Modelo de um conversor analógico-digital (ADC)	97
Figura 4.17 – Circuito exemplo de medição de temperatura com termistor	97
Figura 4.18 – Planilha de definição de incertezas	98
Figura 4.19 – Planilha de balanço de incertezas	100
Figura 4.20 – Gráfico da avaliação da incerteza ao longo da faixa de medição	101
Figura 4.21 – Comparação entre fontes de incerteza	102
Figura 5.1 – Sistema de medição de rendimento de bombas de alimentação de caldeiras	107
Figura 5.2 – Configuração da cadeia de medição utilizada	109
Figura 5.3 – Fontes de incerteza utilizadas para avaliação	110
Figura 5.4 – Balanço de incerteza para obtido na avaliação	111
Figura 5.5 – Variação da incerteza expandida ao longo da faixa de medição	112
Figura 5.6 – Gráfico comparativo das fontes de incerteza (iteração 1)	113
Figura 5.7 – Gráfico comparativo das fontes de incerteza (iteração 2)	115
Figura 5.8 – Incerteza expandida ao longo da faixa de medição	115
Figura 5.9 – Sistema de medição de temperatura proposto após iteração 3	116
Figura 5.10 – Erro residual da calibração	118
Figura 5.11 – Resultado de um teste de repetitividade para o sistema de medição	119

## Índice de Tabelas

Tabela 2.1 - Pontos fixos de temperatura da ITS-90	7
Tabela 2.2 - Listagem de fontes de incerteza	19
Tabela 3.1 - Comparação entre transdutores de temperatura com contato	33
Tabela 3.2 - Tipos e característica dos termopares padronizados	34
Tabela 3.3 - Erro máximo admissível na fabricação de termopares	35
Tabela 3.4 - Incertezas dos polinômios de interpolação para termopares	35
Tabela 3.5 - Incertezas na compensação de junta de referência	36
Tabela 3.6 - Potencial termoelétrico de diferentes pares de materiais	37
Tabela 3.7 - Tolerância dos fios de extensão de termopares	38
Tabela 3.8 - Características dos termorresistores utilizados comercialmente	40
Tabela 3.9 - Classes de tolerância para termorresistores de platina	41
Tabela 3.10 - Desvios encontrados em termorresistores de platina	43
Tabela 3.11 - Parâmetros típicos de termistores	45
Tabela 3.12 - Classes típicas de tolerâncias de fabricação de resistores	58
Tabela 3.13 - Coeficientes de variação do valor nominal com a temperatura do resistor	59
Tabela 3.14 - Erro máximo de um multímetro	77
Tabela 4.1 - Lista de fabricantes de simuladores	83

## Lista de abreviaturas

ABM	Modelagem por Blocos (“Analog Behaviour Modeling”)
ADC	Conversor Analógico-Digital (“Analog-to-Digital Converter”)
ANSI	American National Standards Institute
ASME	American Society of Mechanical Engineering
CMRR	Razão de Rejeição de Modo Comum (“Common Mode Rejection Ratio”)
IEC	International Electrotechnical Commission
IPTS-68	Escala Prática Internacional de Temperatura 1968 (“International Practical Temperature Scale 1968”)
ISO-GUM	Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (“Guide to the expression of Uncertainty in Measurement”)
ITS-90	Escala Internacional de Temperatura 1990 (“International Temperature Scale 1990”)
PSRR	Razão de Rejeição de Variação da Fonte (“Power Supply Rejection Ratio”)
PUMA	Procedimento para Gerenciamento da Incerteza (“Procedure Uncertainty Management”)
SPRT	Termorresistor padrão de platina (“Standard Platinum Resistance Temperature”)

## Resumo

### “Metodologia de avaliação e de gerenciamento da incerteza de sistemas de medição de temperatura”

O Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (ISO-GUM) é um documento sem precedentes que propõem uma padronização da forma de avaliação da incerteza, permitindo a intercomparação entre diferentes resultados de medição. A aplicação desse guia exige do metrologista um conhecimento aprofundado do sistema de medição. Isso é necessário pois o método exige que todas as fontes de incerteza sejam levantadas e tenham as suas influências avaliadas frente à incerteza global. Esse requisito torna-se mais crítico quando sistemas automatizados de medição são utilizados, pois exige do avaliador conhecimentos do processo de medição, da transdução e das interações existentes entre os diversos módulos da instrumentação eletrônica, levando a uma grande quantidade e diversidade de fontes de incerteza a serem verificadas.

Considerando isso, o trabalho propõe procedimentos para garantia da confiabilidade metrológica em processos de medição de temperatura. Para tal, ele se baseia no procedimento para gerenciamento da incerteza de medição (“Procedure Uncertainty Management” - PUMA) do relatório técnico ISO/TS 14253-2. Dentro das atividades inerentes ao gerenciamento, maior ênfase é dada à avaliação da incerteza em sistemas automatizados de medição. São apresentadas as principais fontes de incerteza inerentes a transdutores de temperatura com contato e os módulos componentes do sistema de medição necessários para automatizar a medição com tais transdutores. Um ambiente para análise da incerteza seguindo os requisitos do Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (ISO-GUM) foi desenvolvido com programas já consagrados. Foi utilizado o programa Excel (Microsoft Co.) para auxiliar no cálculo da incerteza e o programa Pspice (MicroSim Co.) para quantificação das fontes de incerteza individuais.

Um estudo de caso foi realizado, utilizando o procedimento de gerenciamento da incerteza e o ambiente proposto para auxílio à análise da incerteza, aplicado durante o desenvolvimento de um sistema de medição de temperatura, mostrando a forte aplicabilidade deste método para avaliar a incerteza de sistemas automatizados de medição, contornando muito dos problemas que desmotivam o uso do ISO-GUM em tais aplicações complexas.

## Abstract

# “Methodology for Management and Evaluation of Uncertainty on Temperature Measurement Systems”

The Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (ISO-GUM) is an unprecedented document that proposes a standardized method to evaluate the uncertainty, allowing the intercomparison among different measuring results. The application of this guide demands from the metrologist a deep knowledge in measurement systems and the method demands that the main sources of uncertainty has been appointed and its influences evaluated to determine the expanded uncertainty. These requirements become critical in the analysis of automated measurement systems, once they require more knowledge about the measurement process, the interactions between several modules (electronic instrumentation) and the large amount of sources of uncertainties that needs to be evaluated.

This work proposes a procedures to improve the metrological quality assurance in temperature measurement systems. The *Procedure Uncertainty Management* (PUMA) from the technical report ISO/TS 14253-2 is used to identify and to control the uncertainty, based on the evaluation of uncertainty in automated measurement systems, supported on the Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (ISO-GUM). This work also presents the main sources of uncertainty in contact temperature sensors and in its measurement circuit.

In the realization of the procedure this investigation proposes the use of computer programs to aid in the realization of the procedure. A system prototype was created and analysed to quantify the individual uncertainty sources and to calculate the budget of uncertainty. It was implemented in Excel spreadsheet (Microsoft Co.) and in Pspice circuit analysis program (MicroSim Co.). A case study was executed to test the methodology and applied during the development of a temperature measurement system. The facility to achieve the budget of uncertainty using the procedure uncertainty management and the proposed software prototype, show the strong application of this method to evaluate the uncertainty of automated measurement systems, overcoming some difficulties that does not motivate the use of the ISO-GUM in such complex applications.

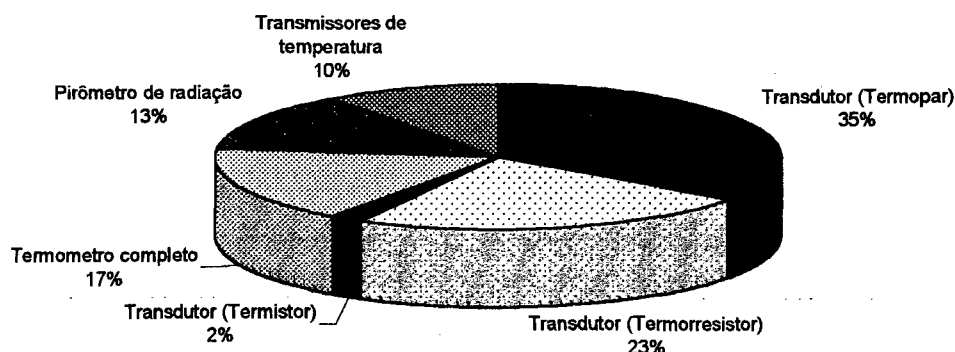
## CAPÍTULO 1

# INTRODUÇÃO

### 1.1 IMPORTÂNCIA DA MEDIÇÃO DE TEMPERATURA

A medição de temperatura possui grande destaque na indústria, tendo influência marcante em grande quantidade de processos industriais. O mercado mundial das indústrias produtoras de equipamento para medição de temperatura está avaliado em 1,3 bilhão de dólares, com um crescimento anual acima de 9% ao ano [1]. Esse crescimento é marcado principalmente pela industrialização de países sub-desenvolvidos, pela redução das barreiras comerciais e pelo avanço da tecnologia de sensores “inteligentes” [2]. Na década de 90, em torno de 60% dos parâmetros controlados estavam associados à temperatura e na ordem de 15% dos transdutores em uso eram destinados à medição de temperatura, sendo que de 70% a 80% desse mercado dominado pelos termopares e termorresistores [3].

Em 1995, o mercado europeu de produtos para a medição de temperatura apresentou o valor de 500 milhões de dólares, sendo que desse montante, 35% do mercado estava sob o controle dos termopares, 23% dos termorresistores e 2% dos termistores. Demais produtos com fatia significativa do mercado foram: termômetros digitais (transdutor, unidade de tratamento de sinal e mostrador) [17%]; pirômetros de radiação [13%] e transmissores de sinais de temperatura (transdutor e unidade de tratamento de sinais) [10%], como mostrado na Figura 1.1 [4].



**Figura 1.1 – Distribuição do mercado europeu de medição de temperatura (1995) [4]**

Atualmente, o mercado de medição de temperatura possui as seguintes tendências: os transdutores de temperatura baseados em circuitos integrados, denominados de transdutores

integrados de temperatura, estão recebendo a maior taxa de crescimento do setor, impulsionados pelo desenvolvimento da indústria de computadores e de telecomunicações; os termorresistores industriais de filme metálico (platina), com menor custo, estão substituindo os termopares em processos que exigem maior exatidão; medições sem contato se tornam cada vez mais populares em ambientes agressivos ao transdutor, possuindo forte crescimento de mercado; os termistores tendem a atrair mais consumidores já que atualmente os materiais utilizados e os processos de manufatura tornam as suas características metrológicas e operacionais melhores, além da redução do custo; a continuação do uso de termopares está fundamentada em fatores históricos e à grande disponibilidade de literatura, de normas e de oferta no mercado [2].

Em virtude dessas informações, direcionou-se a pesquisa para os transdutores mais comuns encontrados no mercado: termopar, termorresistor, termistor e transdutores integrados de temperatura. Além de serem bastante utilizados, são os transdutores comumente encontrados na composição de sistemas modulares automatizados para medição de temperatura.

## **1.2 CONFIABILIDADE METROLÓGICA E MEDIÇÃO DE TEMPERATURA**

No contexto de competitividade pelo mercado mundial, empresas necessitam garantir a qualidade de seus produtos, reduzir custos e buscar constantemente a melhoria de seus processos. Ferramentas para melhoria da qualidade e da produtividade, como sistemas de gerenciamento da qualidade ou controle automático de processos, estão sendo aplicadas para garantir esses requisitos. Entretanto para determinar se o produto está dentro das especificações de qualidade é necessário realizar medições dessas variáveis. Em virtude disso, a metrologia tem crescido em importância nas mais diversas áreas de conhecimento [5].

Por outro lado, sabe-se que todo sistema de medição possui imperfeições que o fazem apresentar resultados que se desviam do valor verdadeiro do mensurando. O grau de desconhecimento desse afastamento é quantificado através do valor da incerteza de medição. A importância dela torna-se maior à medida que a magnitude da incerteza aproxima-se da tolerância de processo. Nesses casos, o não conhecimento da incerteza pode levar a ações incorretas que podem ter consequências desastrosas. Para se ter uma idéia da necessidade de certas aplicações, na determinação de rendimento de bombas hidráulicas através do processo termodinâmico necessita-se a medição da diferença de temperatura do fluido na entrada e na saída da bomba com incertezas que devem estar entre  $\pm 1$  mK e  $\pm 50$  mK, dependendo da aplicação [6].



Apesar de sua importância, o procedimento de avaliação de incerteza exercido entre os diversos setores não permitiam a intercomparação de resultados, devido à falta de coerência entre as diversas metodologias. A preocupação de grandes organizações, como o BIPM (“International Bureau of Weights and Measures”) e a ISO (“International Organization for Standardization”), com essa questão gerou um estudo sobre procedimentos de determinação da Incerteza de Medição. Tais estudos culminaram com um documento-guia de recomendações denominado Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (“Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement” – ISO-GUM) [7], lançado em 1993 e que desde então está sendo disseminado a nível mundial. Através dessa padronização, sistemas consistentes de garantia da qualidade de medição podem ser desenvolvidos, propiciando melhoria na confiabilidade metrológica dos sistemas de medição.

Essa nova visão de determinação da incerteza faz com que processos de cálculo anteriores, plenamente aceitáveis de acordo com antigos procedimentos, sejam considerados como incompletos, uma vez que o nível de exigência tornou-se mais rigoroso e, em especial, padronizado. Por outro lado, de acordo com as referências [5,8] existe dificuldade de implementação deste documento na indústria, em decorrência da falta de formação metrológica dos recursos humanos, do caráter generalista do ISO-GUM e da falta de uma metodologia mais abrangente que defina ações práticas baseadas nas informações levantada na análise de incerteza [5,9]. Dessa forma, a sistematização das informações para aplicação do ISO-GUM em diferentes áreas torna-se necessária para sua disseminação.

Outra característica encontrada na avaliação da incerteza em sistemas de medição de temperatura é a necessidade de quantificar uma grande quantidade de fontes de incerteza provenientes dos componentes do sistema de medição, da ligação entre eles e das condições que revestem o processo de medição.

A sistematização das fontes de incerteza para auxiliar na avaliação do sistema de medição e de prover algum mecanismo para facilitar a avaliação da incerteza são de grandes importâncias para a disseminação do ISO-GUM. Identificou-se que programas de computador podem ser utilizados para essa tarefa. Nesse grupo pode-se apontar, a nível de exemplo, o “Uncertainty Analyser” da ISGMax Co. [10] e o GUM WorkBench da MetroData GmbH [11], que possibilitam o relacionamento das fontes de incerteza e o desenvolvimento do balanço de incerteza. Entretanto, apesar de facilitar a utilização da sistemática proposta pelo ISO-GUM, não se tem conhecimento de programas que permitam a avaliação de incerteza para sistemas de medição automatizados, onde é usual que se tenha componentes obtidos de diferentes fabricantes; há necessidade de representação de modelos elétricos para análise; e há falta de padronização nas especificações. Em razão disso,

este trabalho propõe e analisa a aplicação de um protótipo para avaliação da incerteza de sistemas de medição de temperatura.

### **1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO**

O presente trabalho tem o objetivo de propor um procedimento para avaliação e gerenciamento da incerteza, visando contribuir com a garantia da confiabilidade metrológica em sistemas de medição de temperatura.

Desdobrando esse objetivo geral, definiu-se os seguintes objetivos particulares:

- determinação das principais fontes de incerteza que devem ser consideradas na avaliação de um sistema de medição automatizada de temperatura;
- sistematização da análise de incertezas na medição de temperatura com transdutores elétricos, dentro do contexto do ISO-GUM;
- desenvolvimento de mecanismos que facilitam a avaliação da incerteza de sistemas de medição de temperatura;
- desenvolvimento de uma metodologia para auxílio na garantia das características metrológicas de um sistema de medição de temperatura desde a concepção até sua aplicação.

### **1.4 ESTRUTURA DE APRESENTAÇÃO DO TRABALHO**

As informações encontradas neste documento são apresentadas da seguinte forma:

O Capítulo 2 aborda aspectos relacionados à confiabilidade metrológica na medição de temperatura. O capítulo inicia apresentando os aspectos gerais da grandeza temperatura, forma de garantia da rastreabilidade e importância da Escala Internacional de Temperatura (“International Temperature Scale” – ITS-90). Após é apresentada a metodologia para gerenciamento da incerteza na melhoria da garantia da qualidade metrológica de sistemas de medição de temperatura. Em linhas gerais, a proposta permite o uso da informação da avaliação da incerteza para garantia das características metrológicas desde a concepção, ou especificação, de um instrumento, até a sua implantação. Em seguida é apresentada a sistematização do procedimento para avaliação da incerteza com base no ISO-GUM.

O capítulo 3 relaciona as fontes de incerteza encontradas em um sistema de medição de temperatura. Inicialmente é apresentada a topologia de uma cadeia de medição e são identificados os blocos típicos: transdutores, alimentação, circuitos de condicionamento, conversão analógico-

digital e apresentação do valor de temperatura medida. Posteriormente são apontadas as características gerais e as fontes de incerteza inerentes a cada componente. Algumas fontes de incerteza decorrentes do ambiente de medição são relacionadas. São também expostas as características e as fontes de incerteza em instrumentos compostos: placas de aquisição, multímetros digitais e termômetros digitais.

O capítulo 4 apresenta o protótipo de um programa para auxílio na análise de incerteza de medição. São descritas as características gerais do protótipo, que é composto por dois programas: o DesignLab - PSpice da MicroSim Co., utilizado para quantificar as fontes de incerteza através de modelos para cálculo de incerteza, e o Excel da Microsoft Co. utilizado para avaliar todas as incertezas padrão e combinar essas incertezas para a determinação da incerteza expandida.

O capítulo 5 expõe uma análise de caso na aplicação do gerenciamento de incerteza no desenvolvimento de um sistema de medição de temperatura. O estudo de caso, realizado em uma empresa de instrumentação do Reino Unido, se deu em um processo de medição de rendimento de bombas hidráulicas, onde a medição da grandeza temperatura com baixa incerteza é impressionável.

No capítulo 6, as conclusões do trabalho são apresentadas, mostrando vantagens e dificuldades do procedimento proposto. São também apresentadas propostas de trabalhos futuros dentro do tema desta dissertação de mestrado.

## CAPÍTULO 2

# ASPECTOS RELATIVOS À GARANTIA DA CONFIABILIDADE METROLÓGICA EM SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA

Genericamente, confiabilidade refere-se à capacidade de um item (produto, processo ou sistema) desempenhar uma função requerida sob condições preestabelecidas em um período de tempo definido. Em um sistema de medição, a confiabilidade metrológica refere-se à capacidade de fornecer resultados de medições confiáveis conforme condições de utilização definidas [5]. Em ambiente industrial, diversos procedimentos deveriam ser aplicados para certificar o correto funcionamento do sistema de medição, em especial nas medições das grandezas que mais influenciam na qualidade do produto. É objetivo deste capítulo apresentar sistemas e metodologias que auxiliam na garantia da confiabilidade metrológica.

Assim é inicialmente apresentada a definição da grandeza temperatura e a forma de garantir a rastreabilidade da sua medição. Em seguida é apresentado um modelo de gerenciamento de incerteza para garantia da confiabilidade metrológica, baseado no procedimento para gerenciamento de incerteza ("Procedure for Uncertainty in Measurement" - PUMA) da ISO 14253-2 [12]. Por fim é feita uma revisão do procedimento para avaliação de incerteza apresentado pelo Guia para a Expressão da Incerteza de Medição ("Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement" - ISO-GUM) [7], à qual são adicionadas informações complementares particularmente importantes para a sistematização da análise de incertezas em sistemas de medição.

## 2.1 RASTREABILIDADE DA GRANDEZA TEMPERATURA

Apesar dos estudos acerca da grandeza temperatura serem bastante antigos, ela ainda não está completamente entendida [13]. Diferente de outras grandezas fundamentais como massa, tempo e comprimento, em que as unidades são fisicamente realizáveis e independem das propriedades de qualquer substância, a grandeza temperatura é baseada em um conjunto de condições encontradas somente em sistemas teóricos, como o gás ideal [14,15]. A solução encontrada para obter padrões de temperatura foi a utilização de sistemas termodinâmicos que se baseiam nas propriedades físicas dos materiais, realizando uma escala de temperatura bastante próxima da escala teórica. Dessa forma é definida a Escala Internacional de Temperatura [16,17].

A primeira versão da escala internacional foi definida em 1927 e, após diversas revisões, resultou na última escala vigente apresentada em 1990, denominada Escala Internacional de Temperatura (“International Temperature Scale” - ITS-90) [16,18]. Essa última revisão substituiu a mais difundida escala no meio industrial, a Escala Prática Internacional de Temperatura de 1968 (“International Practical Temperature Scale 1968” – IPTS-68). Essa revisão foi necessária devido à grande quantidade de experiências realizadas em vários laboratórios que demonstraram falta de exatidão nas determinações prévias dos valores de temperatura padrão em comparação com o valor teórico termodinâmico [18].

A escala padrão proposta pela ITS-90 é constituída, em primeira instância, por diversos pontos de temperatura padrão entre  $-268,15^{\circ}\text{C}$  a  $1084,62^{\circ}\text{C}$ , obtidos durante o estado de equilíbrio gerado na transformação de fase de determinado material. Os pontos fixos são obtidos através de dispositivos (células) que garantem as condições necessárias para gerar o ponto termodinâmico (evaporação, triplo, fusão ou solidificação) do material utilizado. A Tabela 2.1 relaciona as temperaturas obtidas com os materiais e os estados definidos pela ITS-90 [16].

**Tabela 2.1 - Pontos fixos de temperatura da ITS-90**

Composto Químico	Estado (*)	Temperatura	
		kelvin (K)	graus Celsius ( $^{\circ}\text{C}$ )
hélio (He)	PV	3 a 5	-270,15 a -268,15
hidrogênio [e-H <sub>2</sub> (#)]	PT	13,8033	-259,3467
hidrogênio [e-H <sub>2</sub> (#)]	PV (&)	$\approx 17$	$\approx -256,15$
hidrogênio [e-H <sub>2</sub> (#)]	PV (&)	$\approx 20,3$	$\approx -252,85$
neônio (Ne)	PT	24,5561	-248,5939
oxigênio (O <sub>2</sub> )	PT	54,3584	-218,7916
argônio (Ar)	PT	83,8058	-189,3442
mercúrio (Hg)	PT	234,3156	-38,8344
água (H <sub>2</sub> O)	PT	273,16	0,01
gálio (Ga)	PF	302,9146	29,7646
índio (In)	PS	429,7485	156,5985
estanho (Sn)	PS	505,078	231,928
zinco (Zn)	PS	692,677	419,527
alumínio (Al)	PS	933,473	660,323
prata (Ag)	PS	1234,93	961,78
ouro (Au)	PS	1337,33	1064,18
cobre (Cu)	PS	1357,77	1084,62

(\*) PV: Ponto de Evaporação; PT: Ponto triplo; PF: Ponto de fusão; PS: Ponto de solidificação.

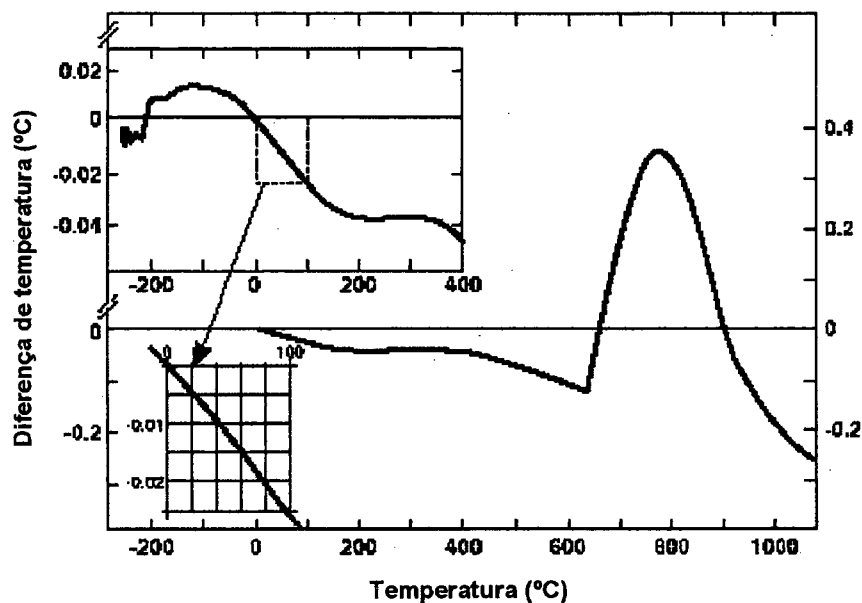
(#) e-H<sub>2</sub> indica hidrogênio em equilíbrio. (Vide ITS-90 [16]).

(&) os diferentes valores de hidrogênio à PV dependem do método de obtenção do estado

Em segunda instância, termômetros especiais são utilizados para interpolação entre os pontos fixos. Esses termômetros são: termorresistor padrão de platina (“Standard Platinum Resistance Temperature” - SPRT), como elemento interpolador entre o ponto triplo do hidrogênio e o ponto de

solidificação da prata; os termômetros a pressão de vapor (0,65 K a 3 K) e os termômetros de gás a volume constante (3 K a 24,5561 K), para temperaturas abaixo do ponto triplo do hidrogênio; a equação da radiação de Planck com auxílio de corpos negros e pirômetros de radiação, para temperaturas acima do ponto de solidificação da prata [19].

Para realizar a conversão entre as escalas IPTS-68 e a ITS-90 foi determinado um polinômio, cuja diferença entre as escalas é apresentada na Figura 2.1. Mostra-se que a diferença entre escalas para temperaturas abaixo de 1000°C não ultrapassa a 0,4°C e entre 0°C e 200°C, o erro é inferior a 0,04°C [16]. A conversão entre as duas escalas pode ser realizada por uma tabela ou por um polinômio apresentado na ITS-90 [16]. Assim, deve-se levar em consideração a versão da escala que serviu de base para a calibração de um transdutor ou para elaboração de tabelas padronizadas de conversão para termopares.

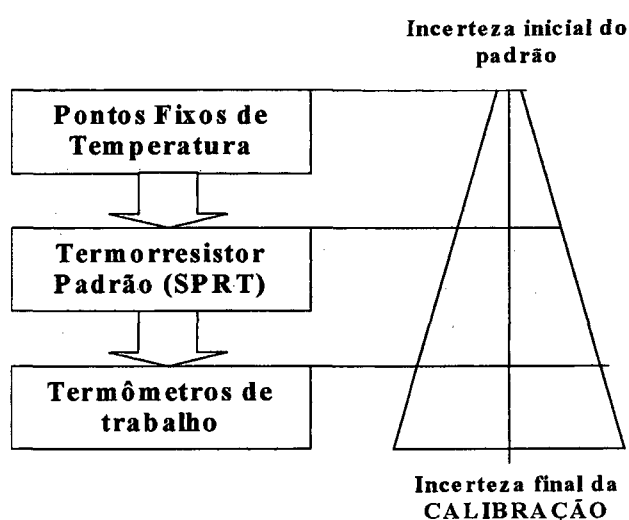


**Figura 2.1 – Diferença entre as escalas ITS-90 e IPTS-68**

A cadeia de rastreabilidade em temperatura é ilustrada na Figura 2.2. A calibração com pontos fixos é o método que atinge a menor incerteza, sendo considerado o padrão primário de temperatura. A incerteza da calibração é determinada em função da presença de impurezas no elemento químico utilizado e das variações encontradas na medição [20]. Dentro da faixa de 24,5561 K a 1234,93 K, o SPRT é utilizado como transdutor padrão para calibração por comparação. Para ser considerado um SPRT, o termorresistor deve cumprir os requisitos descritos pela ITS-90 [19]. Os termorresistores padrões se apresentam geralmente com resistências nominais de 0,25  $\Omega$ ; 2,5  $\Omega$  e 25  $\Omega$ , à temperatura de referência de 0°C, e possuem pequenos erros em relação

à resposta ideal, em decorrência da alta pureza e da montagem e encapsulamento que reduzem a influência por efeitos mecânicos [18]. No INMETRO (Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial), uma publicação de 1994 apontou uma incerteza de 3 mK na calibração de SPRT [21].

Demais termômetros, na faixa de 24,5561 K a 1234,93 K, são calibrados por comparação com os SPRT. A comparação é realizada a uma temperatura de referência estável para calibração obtida por banhos com blocos equalizadores ou fluido circulante com temperatura controlada [22,23]. Nesse caso, além das incertezas referentes ao transdutor padrão e sistema de medição, deve-se levar em consideração, principalmente, a estabilidade do banho e gradientes de temperatura entre os transdutores (homogeneidade interna) [22,23].



**Figura 2.2 – Cadeia de rastreabilidade para medição de temperatura**

## **2.2 GERENCIAMENTO DA INCERTEZA EM SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA**

O gerenciamento de incerteza proposto por este trabalho é uma metodologia de especificação, controle metrológico e aprimoramento de sistemas de medição baseado na informação proveniente da análise de incertezas.

É baseado em um procedimento iterativo de identificação e redução das principais fontes de incerteza encontradas em um sistema de medição, até que a incerteza expandida atinja um valor alvo desejado. O detalhamento alcançado na avaliação da incerteza de medição fornece subsídios

para a tomada de decisões sobre as ações para garantir a confiabilidade metrológica do processo de medição.

### 2.2.1 Procedimento para gerenciamento de incerteza (PUMA)

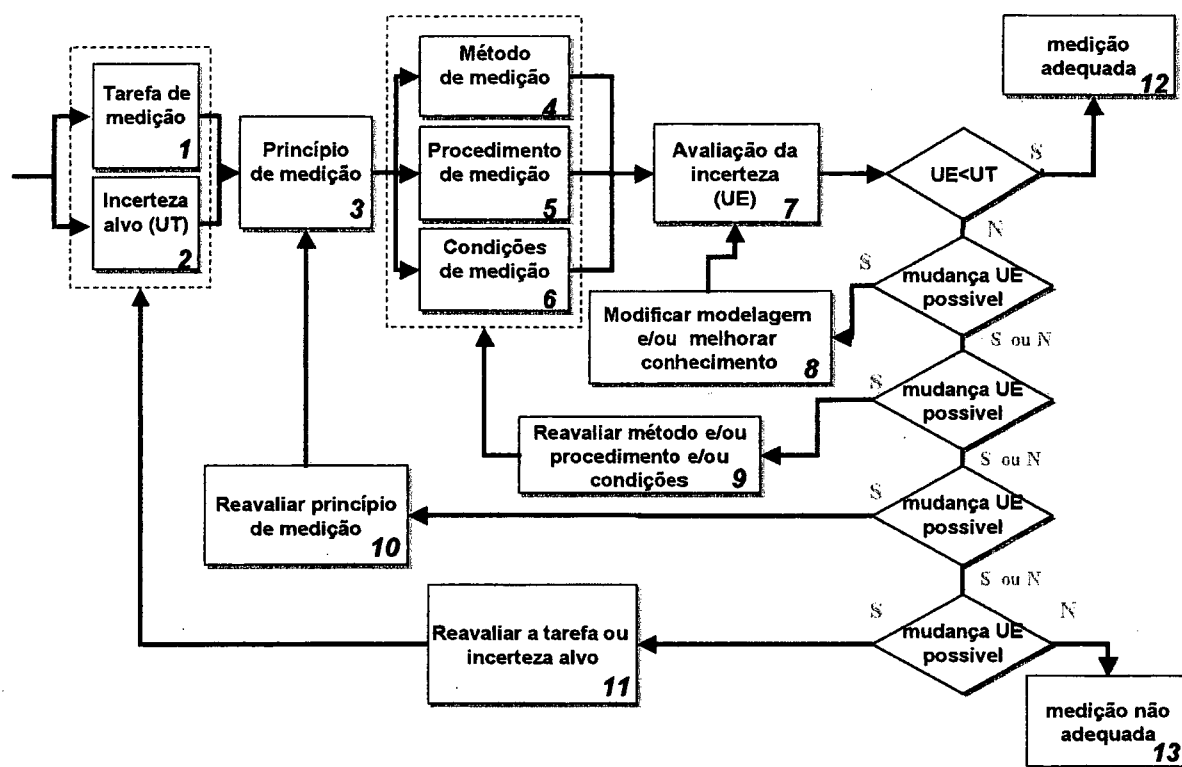
O conceito de gerenciamento de incerteza foi introduzido através da norma ISO 14253-2, sendo o procedimento específico denominado PUMA (Procedure for Uncertainty Management) [12]. Esse procedimento foi desenvolvido para especificação de produtos geométricos e visa auxiliar no gerenciamento de instrumentos e na avaliação de incerteza para a norma ISO 14638 [24].

O PUMA, segundo a norma, inicia com a definição da tarefa de medição e a incerteza alvo ( $U_T$ ) e segue o roteiro (Figura 2.3):

- a) escolher o princípio de medição;
- b) definir o método, procedimento e as condições de medição;
- c) avaliar a incerteza padrão das componentes, completando uma iteração;
- d) comparar a incerteza expandida estimada ( $U_E$ ) com a incerteza alvo ( $U_T$ ):
  - d.1) se  $U_E$  é aceitável ( $U_E \leq U_T$ ), então o sistema de medição está conforme;
  - d.2) se  $U_E \ll U_T$ , então o sistema de medição e suas condições de medição são aceitáveis, mas alguns requisitos podem ser modificadas para reduzir custos. Uma nova iteração irá determinar o  $U_E$  final;
  - d.3) se  $U_E$  não é aceitável ( $U_E > U_T$ ), o processo iterativo continua;
- e) avaliar as fontes de incerteza, identificando as que mais contribuem para a incerteza resultante;
- f) se  $U_E > U_T$ , modificar o sistema de medição ou aprimorar o conhecimento sobre as fontes de incerteza, dando ênfase nas predominantes;
- g) realizar nova iteração para avaliação da incerteza;
- h) quando as possibilidades de redução da incerteza começam a se tornar escassas, analisar mudanças no método, no procedimento ou nas condições de medição;
- i) se mudanças no método, procedimento ou condições não satisfazem a condição de aceitação, mudanças no princípio devem ser consideradas. Iniciar novamente o projeto e a avaliação da incerteza;
- j) se as mudanças no princípio não conseguiram reverter a situação, a tarefa de medição ou a incerteza alvo devem ser revisadas. Iniciar o procedimento novamente;



- k) se mudanças na tarefa de medição e na incerteza alvo não são possíveis, não existe condições de se atingir a incerteza alvo.

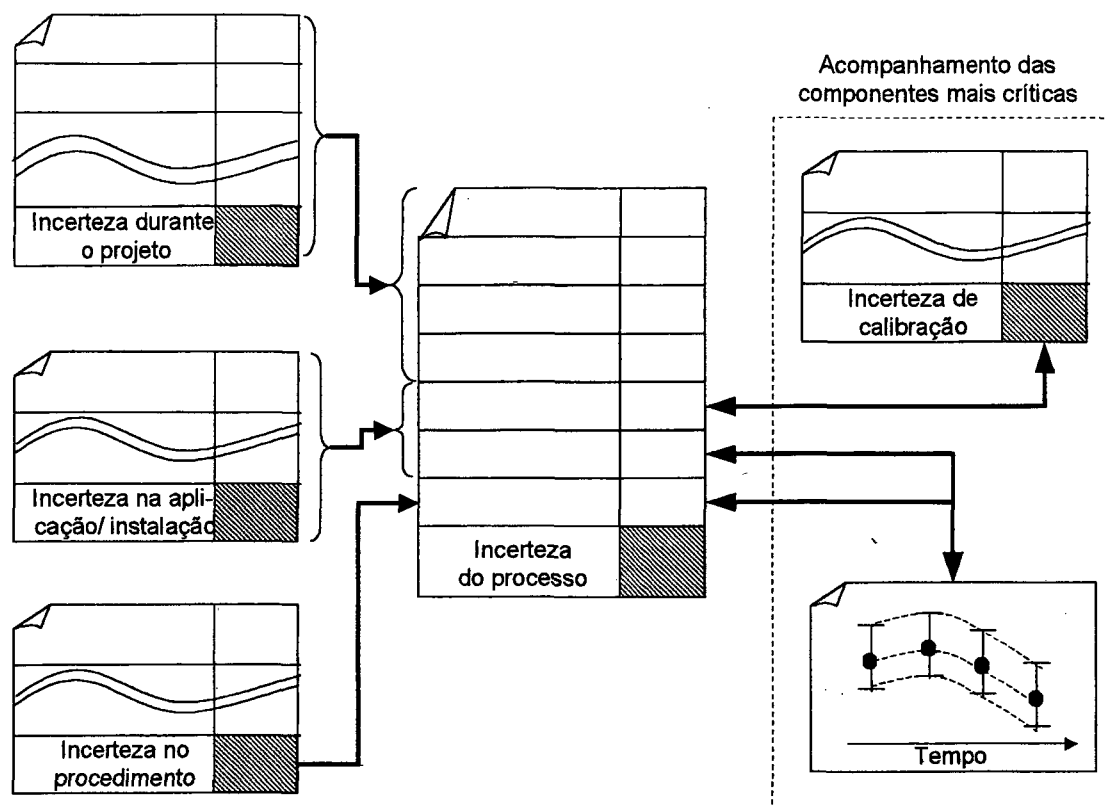


**Figura 2.3 – Procedimento de Gerenciamento de Incerteza (PUMA / ISO 14253-2)**

[obs: a numeração indicada os blocos é utilizada no item 2.2.2.1 deste documento]

## 2.2.2 Gerenciamento da incerteza para melhoria da confiabilidade metrológica

Com base na filosofia proposta pelo PUMA, propõem-se neste trabalho um procedimento de gerenciamento de incerteza voltado para a garantia da confiabilidade metrológica de sistemas de medição de temperatura. Esse procedimento de gerenciamento da incerteza permite acompanhar as características críticas do sistema de medição desde o projeto até a aplicação em campo. Assim incertezas avaliadas separadamente são transportadas para outras avaliações, tornando o procedimento consistente. Essa situação é expressa na Figura 2.4.



**Figura 2.4 – Sistema de gerenciamento de incerteza para um processo de medição**

O gerenciamento da incerteza utilizado durante a fase de projeto permite identificar as principais fontes de incerteza do sistema de medição e, através de diversas ações, reduzir essas fontes para níveis permitidos. Essas informações devem fazer parte da documentação do instrumento ou sistema de medição e permitir serem acessadas para avaliações na composição do balanço para o processo de medição.

O balanço de incertezas do processo de medição incorpora as avaliações realizadas a priori como, por exemplo, as informações provenientes dos instrumentos, a avaliação dos efeitos da instalação e aplicação e a incerteza do procedimento de medição. Também incorpora a análise da incerteza do processo, onde o avaliador pode especificar as calibrações necessárias tanto para reduzir determinadas fontes de incerteza como para garantir a incerteza estimada. Uma vez que a avaliação da incerteza atinge o valor exigido pela especificação, então o sistema de medição é colocado em funcionamento e o acompanhamento das principais fontes de incerteza fornecem indicações de que o sistema de medição continua dentro das condições projetadas.

Esse procedimento pode ser subdividido nas seguintes funções:

- a) projeto e desenvolvimento de sistemas de medição baseados na incerteza de medição;
- b) especificação e seleção de sistemas de medição;

- c) qualificação de fontes de incerteza para o sistema de medição;
- d) acompanhamento contínuo das fontes principais de incerteza;
- e) avaliação formal da incerteza de medição.

A seguir serão apresentadas, com mais detalhes, as aplicações do gerenciamento de incerteza dentro do sistema de garantia da confiabilidade.

### **2.2.2.1 Projeto e desenvolvimento de sistemas de medição**

A aplicação do gerenciamento de incerteza em projeto e desenvolvimento de sistemas de medição, apresentado em [25,26], tem o objetivo de fazer com que o sistema, na sua forma final, possua as características metrológicas garantidas durante a fase de projeto. É uma avaliação realizada “a priori” que deve ser conduzida em conjunto com o projetista, de forma a torná-la mais eficaz.

O processo para projeto e desenvolvimento baseado na incerteza de medição é composto por quatro passos básicos (Figura 2.5):

**a) especificações metrológicas e operacionais:** nesta etapa são definidas as características do sistema de medição. Do ponto de vista metrológico, os parâmetros normalmente envolvidos são a faixa de medição, o erro máximo admissível e o tempo de resposta do instrumento [3,27]. Também são definidos o princípio, o método, o procedimento e as condições de medição [12,28,29]. Com relação às características operacionais, Cook [30] apresenta um documento que auxilia na determinação dos requisitos. O passo 1 (Figura 2.5) engloba as etapas 1 a 6 do PUMA (Figura 2.3).

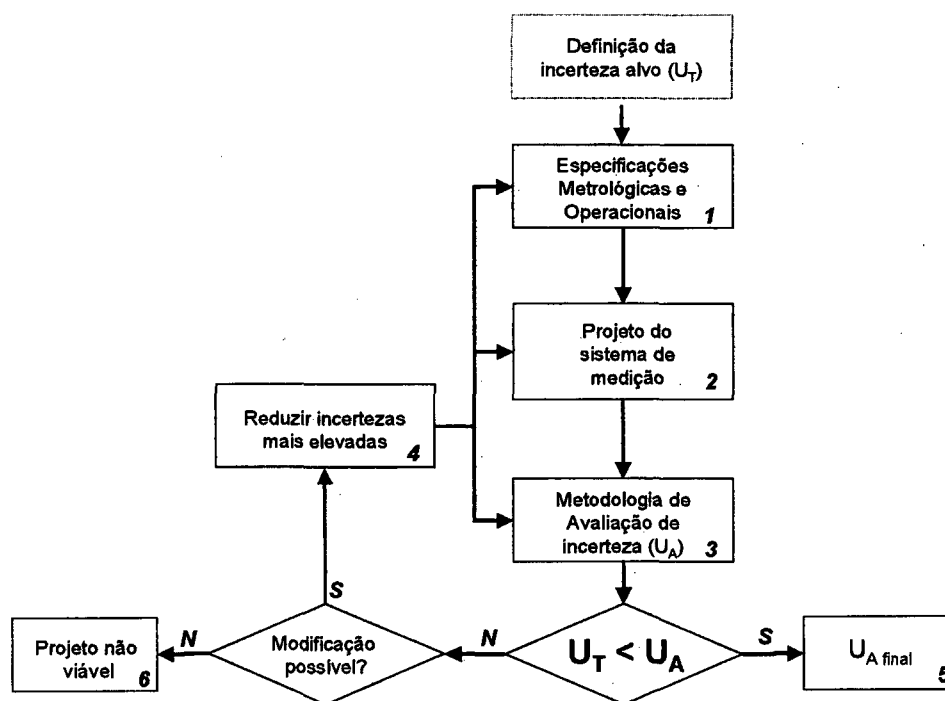
**b) projeto do sistema de medição:** as características especificadas são desdobradas e sintetizadas através do projeto do sistema de medição. O procedimento de síntese pode ser realizado através das etapas básicas de projeto de equipamentos eletrônicos [31]. O passo 2 (Figura 2.5) evidenciado aqui não aparece no diagrama do PUMA (Figura 2.3).

**c) avaliação de incerteza de medição:** uma vez determinado o sistema de medição, uma análise da incerteza é realizada e aponta quais são as principais fontes de incerteza. Esse passo 3 (Figura 2.5) equivale à etapa 7 do PUMA (Figura 2.3). Se a incerteza expandida é atingida, então o sistema de medição está de acordo com as características de projeto e se deve relatar a incerteza atingida (passo 5 da Figura 2.5). Se a incerteza não for alcançada, deve-se verificar se modificações podem ser realizadas; caso não seja possível realizar modificações, o procedimento se encerra relatando que a incerteza alvo não pode ser atingida (passo 6 da Figura 2.5); em caso haver

possibilidade de melhoria, uma nova iteração poderia ser aplicada para tentar reduzir a incerteza (passo 4 da Figura 2.5).

**d) Redução das maiores fontes de incerteza:** através de uma avaliação das fontes de incerteza individuais, as principais fontes são apontadas e irão determinar onde se deve atuar para reduzir a incerteza final (incerteza padrão combinada). O processo pode modificar o projeto, construção ou especificações de componentes do sistema de medição; modificar o princípio, procedimentos, métodos ou condições de medição; levar a uma avaliação mais detalhada da incerteza de medição ou redefinir o valor da incerteza alvo. O critério de mudança deve basear-se na escolha de menor custo para o projeto. O passo 4 (Figura 2.5) equivale às etapas 8 a 11 do PUMA (Figura 2.3).

O bom senso deve ser sempre utilizado pois, dependendo do custo ou das restrições operacionais, o projeto pode ser inviabilizado, mesmo atingindo a incerteza alvo.



**Figura 2.5 – Etapas do procedimento de gerenciamento da incerteza em projeto**

### **2.2.2.2 Especificação e seleção de sistemas de medição**

O procedimento descrito para projeto e desenvolvimento de sistema de medição pode também ser utilizado para realizar a especificação e seleção de módulos de um sistema de medição de temperatura. As principais diferenças são :

a) o projeto da cadeia de medição pode, na maioria da vezes, basear-se na composição da cadeia com instrumentos compostos (fontes completas de corrente, multímetros, placas de aquisição de dados, etc), em vez de circuitos eletrônicos baseados em componentes integrados;

b) a quantidade de informações fornecidas pelos fabricantes é menor e exige que a avaliação deva ser mais criteriosa, necessitando estimar a falta de algumas fontes de incerteza não especificadas nas características do equipamento;

c) a avaliação da incerteza para essa aplicação tende a ser mais rápida, devido a compactação da informação disponível.

### **2.2.2.3 Avaliação quantitativa das incertezas para sistemas de medição**

A avaliação quantitativa consiste em confirmar ou determinar certos parâmetros do sistema de medição que possuam maior influência no resultado da avaliação. Esse procedimento é realizado em laboratório ou em campo através de ensaios especiais e confirma a avaliação da incerteza através de medições.

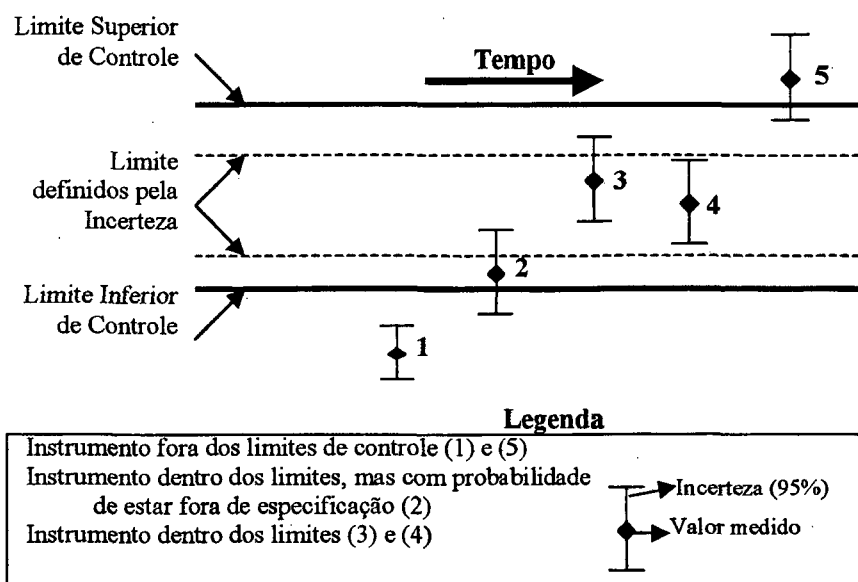
A especificação dos parâmetros que devem ser quantificados experimentalmente depende das características que mais influenciam no balanço de incerteza. Aqueles de maior influência são selecionados no intuito de verificar se o sistema de medição está dentro das especificações.

Esse procedimento pode ser aplicado para a verificação de conformidade de instrumentos através da calibração, onde o erro máximo admissível pelo balanço de incerteza de um instrumento é comparado com o erro máximo avaliado proveniente da calibração [5].

### **2.2.2.4 Acompanhamento contínuo de sistemas de medição**

O acompanhamento consiste em verificar se as principais características (maiores incertezas) estão dentro dos valores especificados para o ambiente de utilização.

Neste caso, padrões simples de temperatura (banho de gelo ou células portáteis) ou medições de outras grandezas de influência (temperatura ambiente ou umidade) podem ser utilizados para confirmar que o sistema ainda garante a incerteza de medição especificada. Cartas de controle estatístico podem ser aplicadas para determinar as condições em que se encontram o instrumento [5,32]. A Figura 2.6, apresenta um exemplo de acompanhamento da média e da incerteza ao longo do tempo.



**Figura 2.6 – Acompanhamento do sistema de medição**

As informações obtidas com esse acompanhamento podem ser utilizadas para determinar: o intervalo entre calibrações; a variação com o tempo; os limites das grandezas. A realimentação dessas informações pode ser utilizada para melhorar a confiabilidade da avaliação da incerteza.

### **2.2.2.5 Avaliação formal da incerteza**

A utilização da metodologia proposta pode gerar um documento que formaliza o processo de avaliação, deixando as informações disponíveis para análises posteriores. Aplicando o procedimento de gerenciamento da incerteza para esse fim, somente as iterações relativas aos blocos 9 a 11 da Figura 2.3 não são utilizados.

## **2.3 PROCEDIMENTO DE AVALIAÇÃO DA INCERTEZA**

Um dos pontos mais importantes no processo de gerenciamento da incerteza é a realização da avaliação da incerteza de medição. É através dela que são identificadas as fontes de incerteza críticas para a garantia de qualidade metrológica. Entretanto, a falta de padronização na realização da avaliação da incerteza leva a resultados que não permitem comparação ou mesmo transposição para outros balanços de incerteza. Assim, a necessidade de um procedimento prontamente implementado, facilmente compreendido e de aceitação geral para caracterizar a incerteza de medição culminou na criação do Guia para a Expressão da Incerteza de Medição ("Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement" - ISO-GUM) [7]. Esse guia foi lançado em 1993 e é resultado de um trabalho realizado por grandes organizações como o BIPM ("Bureau International

des Poundes et Mesures”) e a ISO (“International Organization for Standardization”), tendo uma penetração mundial em vários setores científicos e industriais.

O ISO-GUM tem a finalidade de estabelecer regras gerais para avaliar e expressar a incerteza de medição que podem ser seguidas em vários níveis de exatidão e em vários tipos de aplicações [7]. Entretanto, por causa dessa característica de generalidade, a sua aplicação dentro das diversas áreas necessita da realização de um trabalho de compatibilização para que seja possível englobar as particularidades de cada processo de medição. Nesse sentido, é apresentado a seguir o procedimento da análise de incerteza voltado para sistemas de medição de temperatura, acompanhado de recomendações e esclarecimentos que auxiliam o desenvolvimento desse procedimento.

### **2.3.1 Procedimento de avaliação da incerteza aplicado a sistemas de medição**

O procedimento proposto pelo trabalho para avaliação de sistemas de medição, baseado no ISO-GUM [7], tem a sequência de atividades abaixo:

1. desenvolver o modelo do sistema de medição;
2. identificar a resposta nominal do sistema de medição;
3. identificar as fontes que mais influenciam na estimativa da incerteza;
4. determinar a influência causada por cada fonte de incerteza;
5. transformar o desvio em fonte de incerteza de avaliação tipo A ou B;
6. avaliar a incerteza combinada;
7. determinar a incerteza expandida;
8. relatar o resultado da medição.

A seguir está detalhado cada um dos passos referentes à avaliação da incerteza de medição.

#### **2.3.1.1 Modelo do sistema de medição**

O modelo é obtido através do equacionamento dos blocos existentes na cadeia de medição como um todo. A função apresenta a seguinte forma:

$$y = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n, T) \quad (2.1)$$

Onde:  $y$  – resposta nominal da cadeia;

$x_1..x_n$  – parâmetros de influência;

$n$  – quantidade de fontes de influência;

$T$  - temperatura a ser medida.

As equações são obtidas através de relações termodinâmicas e condução de calor [33,34] e de análise de circuitos eletrônicos [31,35,36] para a modelagem do transdutor e da cadeia de medição, respectivamente.

Geralmente, em cadeias de medição de temperatura, a maneira mais comumente utilizada para modelá-la é através de funções encadeadas, como apresentado na Equação ( 2.2 ) [37].

$$y = f_1(x_{11}, x_{12}, \dots, f_2(x_{21}, \dots, f_n(T), \dots), \dots, x_{1n}) \quad ( 2.2 )$$

onde:  $y$  – resposta nominal;

$f_1, f_n$  – funções que relacionam entrada e saída;

$T$  – temperatura a ser medida.

Dependendo do modelo utilizado, as funções podem ser:

**a) equações algébrica:** que relacionam o sistema entre entrada e saída após o sistema entrar em equilíbrio (regime permanente) [37,38]

**b) equações diferenciais:** que representam a relação entrada e saída em relação ao tempo, mostrando a dinâmica do sistema. Em geral, as equações são transformadas para o domínio da frequência através da transformada de Laplace, sendo então denominadas **funções de transferência** [37,39].

A utilização de um ou outro tipo de modelo é definido pela dinâmica do processo a ser medido e da resposta do sistema de medição. Em geral a abordagem através de equações algébricas é utilizada devido ao grande emprego das cadeias em medições estáticas ou de dinâmica lenta e à facilidade do desenvolvimento da análise [40].

### **2.3.1.2 Determinação da resposta nominal do sistema de medição**

Desenvolvido o modelo, o valor esperado da cadeia de medição para uma dada temperatura é determinado utilizando-se parâmetros ideais ou que representem o sistema de medição.

Se esse procedimento for repetido para diferentes valores de temperatura, é possível se obter uma estimativa da resposta da cadeia para uma faixa de medição de interesse e, posteriormente, analisar a incerteza ao longo da faixa.

A definição da quantidade de pontos ao longo da faixa de medição foge dos objetivos deste trabalho. Tal tarefa ficará a cargo do avaliador, tendo em mente que um balanço de incerteza deve ser realizado para cada ponto de medição avaliado.



### 2.3.1.3 Identificação das fontes de incerteza

A identificação das fontes de incerteza que devem ser consideradas na análise do sistema de medição é uma tarefa bastante crítica. Uma fonte de incerteza expressiva não considerada pode comprometer todo o processo de avaliação da incerteza. O ISO-GUM recomenda que para uma primeira estimativa, onde não se possuem informações sobre o processo a medir, que a maior quantidade possível de fontes sejam relacionadas e avaliadas e, somente após conhecer o grau de contribuição na incerteza completa, pode-se desprezar as incertezas menos significativas como forma de simplificação em avaliações futuras [7].

Uma forma sistematizada de listar as fontes de incerteza consiste em agrupá-las de acordo com os blocos funcionais da cadeia de medição, como mostrado na Tabela 2.2. O campo *comentário* é reservado para documentar informações adicionais relativas à fonte de incerteza como, por exemplo, a fonte de informação e as condições de contorno utilizadas.

**Tabela 2.2 - Listagem de fontes de incerteza**

Bloco	Fonte de incerteza	Comentário
Transdutor	Auto-aquecimento	Coefficiente auto-aquecim.: 10 mW/K Corrente de teste: 1 mA
	Erro máximo	Obtido da norma IEC 751
Mostrador	Incremento Digital	Resolução do mostrador: 1 mK

### 2.3.1.4 Quantificação das fontes de incerteza

Após enumerar as fontes de incerteza, deve-se determinar qual a magnitude da incerteza. A incerteza pode ser avaliada de três formas:

#### a) Conhecimento “a priori”:

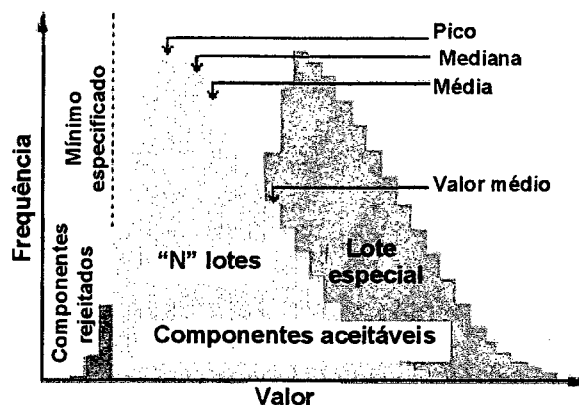
É caracterizado por qualquer tipo de informação que se possa utilizar a respeito da medição. Em geral, grande parte das informações extraídas provêm dessa forma de informação. Dentre essas formas deve-se destacar:

- **Folha de dados do fabricante (“data sheets”):**

Uma das principais fontes de informações para avaliação de incerteza em sistemas de medição encontra-se nos catálogos técnicos dos fabricantes dos equipamentos (“Data Sheets”). Geralmente apresentam informações necessárias para caracterizar a melhor utilização do

dispositivo e permitir a avaliação do resultado esperado. A título de contribuição para trabalhos futuros, são descritos alguns termos típicos da eletrônica encontrados em catálogos de fabricantes e que frequentemente geram dúvidas na sua interpretação [41]:

- ♦ **Valores típicos e nominais:** são valores utilizados para representar as características de todo um grupo. Para expressá-la, fabricantes utilizam diferentes tipos de valores resumidos. Os mais usados são: moda (ou pico), média e mediana. Quando a distribuição que representa a grandeza é centrada entre seus limites, esses valores são praticamente coincidentes. Entretanto, se uma distribuição é deslocada do centro como mostrado na Figura 2.7, esses valores podem diferenciar-se consideravelmente. Em geral, o valor de pico é utilizado como dado apresentado no catálogo. A análise da folha de dados e o questionamento aos fabricantes são muitas vezes necessários para esclarecimento do tipo de informação fornecida.
- ♦ **Limites (máx/mín):** são valores garantidos pelo fabricante dentro das condições de teste especificadas. Geralmente são os únicos parâmetros medidos durante a produção e que servem de parâmetros de aceitação para o usuário. Esses valores podem ser determinados através de medições realizadas em alguns pontos críticos da faixa ou através de estimativa por equações ou correlações já consagradas. Assim, a utilização de valores máximos e mínimos geralmente levam a fornecer as condições de pior caso para o componente em análise. Também pode-se notar que as distribuições podem perder o caráter de normalidade, devido à exclusão da população de elementos que ficam fora da faixa delimitada.
- ♦ **Garantido por projeto:** o valor apresentado como “Garantido por projeto” provem de análises de robustez por pior caso sob condições extremas e são difíceis de realizar. Esse termo é utilizado para características que são difíceis de medir, como por exemplo dependência com temperatura ou características dinâmicas. Os parâmetros com essa indicação são parâmetros cujos valores apresentam grande confiabilidade.
- ♦ **Testado por amostragem:** é garantido através de amostragem. Nesse caso, a confiabilidade se reduz mas, como é prática comum a rejeição do lote ou a realização de teste 100% se algum componente falhar, a probabilidade de não cumprir a especificação e geralmente pequena e estatisticamente previsível.



**Figura 2.7 – Especificações e sua relação com distribuições de fabricação**

Infelizmente, nem todos os fabricantes têm a preocupação de apresentar uma folha de dados com todas as informações necessárias para a realização de uma análise completa de incerteza. É prática comum a apresentação de valores típicos para uma dada temperatura ambiente, mesmo que as características possam se modificar consideravelmente ao longo da faixa de trabalho de temperatura. Esse tipo de especificação pode propiciar uma modificação muito grande na avaliação da incerteza. Dessa forma, se a análise preliminar indicar uma grande influência de um parâmetro inexistente ou não devidamente avaliado, somente o contato direto com o fabricante do dispositivo ou um estudo mais detalhado empregando modelos teóricos, experimentação ou, quando viável, simulação numérica pode assegurar a correta avaliação dessa fonte de incerteza.

- **Normas, artigos de congressos e revistas, relatórios técnicos, livros:**

São documentos que informam características importantes de certas partes do sistema de medição ou do funcionamento conjunto. Eles podem delimitar faixas máximas de variação, informar resultados teóricos e experimentais sob condições diversas, apresentar procedimentos de medição e análises de processos similares, comparações entre diversos equipamentos de diferentes fabricantes, além de outras informações adicionais sobre funcionamento, construção e processo de fabricação.

Assim, a verificação constante desses documentos faz com que muitas informações possam ser aproveitadas na análise sem dispêndio de tempo no estudo de determinada característica. Entretanto alguns cuidados devem ser tomados na sua utilização, pois esses documentos são escritos de acordo com o estado da arte de determinado momento e as informações podem estar desatualizadas. Assim, uma procura cuidadosa, visando estabelecer o estado da arte, é sempre desejável.

- **Experiência do avaliador:**

A experiência humana pode também ser considerada como uma fonte de informação valiosa. A análise baseada no conhecimento do avaliador, que possui anos de trabalho no setor, pode apresentar uma melhor avaliação da incerteza do que a avaliação realizada por estudos em sistemas similares ou em condições ideais. Entretanto, a utilização dessas informações deve estar embasada em provas (através de dados levantados ou relatórios técnicos) ou pelo menos de que haja indicações da sua veracidade.

Qualquer informação disponível deve ser considerada para auxiliar na avaliação da incerteza.

#### **b) Experimentação:**

Quando as informações necessárias não estão disponíveis, ou a análise inicial indica uma forte influência de alguma fonte não perfeitamente quantificada, a experimentação pode ser utilizada para melhorar sua caracterização.

A experimentação consiste na obtenção da informação da grandeza de influência diretamente através de medições com instrumentos ou através da utilização de outros aparelhos e dispositivos que viabilizem a medição indireta dentro da incerteza requerida.

Entretanto, a utilização de experimentação implica, na maioria das vezes, dispêndio de tempo e recursos para realizar o projeto, montagem, execução, análise de problemas e avaliações de incertezas. Uma análise criteriosa deve ser realizada para comprovar metrológica e financeiramente a necessidade do experimento.

Se esses requisitos forem cumpridos, a avaliação realizada através de experimentação pode trazer informações importantes para reduzir o valor avaliado da incerteza.

#### **c) Simulação Numérica**

A simulação numérica é uma técnica utilizada para condução de experimentos em computadores digitais, a qual envolve modelos matemáticos e lógicos que descrevem o comportamento de um sistema real [42,43].

Esse tipo de avaliação pode juntar as facilidades da análise teórica com a potencialidade dos resultados obtidos com experimentação. O uso da simulação pode auxiliar na determinação de incertezas representativas de difícil determinação experimental ou teórica, como, por exemplo, na

estimação da incerteza causada pela inserção de um transdutor em um tubo de proteção, ou na avaliação da influência de integração de diversas resistências com diferentes tolerâncias à cadeia de medição.

Essa técnica também possui suas restrições de uso [43]:

- **definição incorreta do modelo matemático do sistema a ser analisado:** um modelo com nível de detalhes insuficientes ou que não expressem o sistema real podem levar a uma avaliação incorreta;
- **erro numérico:** a simulação realizada através de computadores apresentam limitações como a precisão numérica utilizada nos cálculos do modelo e o algoritmo utilizado para o cálculo, que afetam os resultados do sistema;
- **erro no gerador de números aleatórios:** os números aleatórios são utilizados em simulação para representar uma variável aleatória encontrada em sistemas reais. Dependendo do algoritmo utilizado para geração do número e da semente aplicada (número arbitrário utilizado para gerar a sequência de números aleatórios em computador), os resultados podem apresentar tendências que invalidam o critério de aleatoriedade e, conseqüentemente, a validade das conclusões;
- **baixa quantidade de amostras:** a simulação é baseada na realização de amostras e análises estatísticas. Portanto, problemas amostrais interferem no resultado de medição e, se não levados em consideração, podem levar a erros de avaliação;
- **problemas do algoritmo de simulação:** são provenientes de problemas no programa de simulação (não relacionados ao modelo), considerações indevidas no modelo ou falta de conhecimento do sistema real. Uma análise crítica dos resultados pode apontar o tipo de problema e a experiência pode apontar a forma de contorná-lo.

#### **2.3.1.5 Transformação em incerteza padrão**

Quantificada a fonte de influência, deve-se determinar a forma de conversão dessa em incerteza padrão para tornar possível a combinação das influências. Segundo [7], existe duas maneiras de avaliar uma fonte de incerteza:

**a) incerteza de avaliação tipo A (estatística):** é resultante da análise estatística de uma série de observações. O valor da grandeza é obtido através da média aritmética do valor de medição ( $\bar{q}$ ) e a incerteza correspondente é determinada pelo desvio padrão da média ( $s(\bar{q})$ ). As equações ( 2.3 ) e ( 2.4 ), expõem a forma de cálculo, respectivamente [7].

$$\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n q_k \quad (2.3)$$

$$s(\bar{q}) = \frac{s(q_k)}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{k=1}^n (q_k - \bar{q})^2} \quad (2.4)$$

onde:  $q_k$  – valor da medições;  
 $n$  – número de medições realizadas.

Os graus de liberdade são iguais a  $n-1$ , no caso em que as  $n$  observações são consideradas independentes.

Outros métodos estatísticos também podem ser utilizados para realizar uma avaliação tipo A como a análise de variância (ANOVA) ou regressão linear. Nesse caso, deve-se recorrer à literatura para determinar a forma de obtenção da incerteza [44]. No anexo G do ISO-GUM encontra-se um exemplo deste tipo de avaliação.

**b) incerteza de avaliação tipo B:** é resultante de outras formas de avaliação diferentes da avaliação tipo A, contendo informações baseadas em um julgamento científico. Utiliza-se todas as informações disponíveis, as quais podem incluir:

- dados de medições anteriores e especificações de fabricantes;
- dados provenientes de calibrações, normas e relatórios;
- investigação teórica de resposta da cadeia de medição;
- conhecimento do comportamento e propriedades dos instrumentos;
- demais informações relevantes à análise.

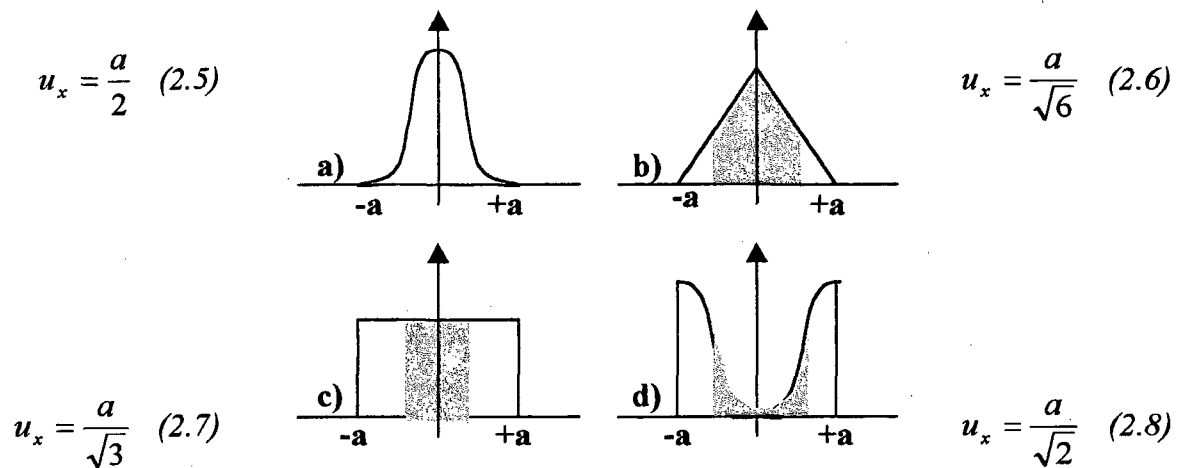
As incertezas tipo B podem assumir várias distribuições, como mostrada na ISO-3435 [45]. Entretanto, segundo o relatório técnico ISO 14253-2 [12], recomenda-se as seguintes distribuições:

**a) Normal:** apresenta uma maior probabilidade de ocorrência no centro da distribuição. É geralmente utilizada quando provém de dados de avaliações anteriores como calibração ou outras avaliações de incerteza. Se os limites de  $\alpha$  são definidos para 95% de nível de confiança, a incerteza padrão desta distribuição é dada pela equação ( 2.5 ).

**b) Triangular:** é utilizada quando a incerteza está limitada entre dois extremos e possui maior probabilidade de estar localizado no centro da distribuição. A equação ( 2.6 ) calcula a incerteza padrão da distribuição.

**c) Retangular:** utilizada quando se possui os limites extremos da variação da grandeza e existe igual probabilidade de apresentar qualquer valor dentro dos limites. O cálculo é apresentado pela equação ( 2.7 ).

**d) U:** este tipo de distribuição é aplicada quando se supõem que haja uma maior concentração de eventos nos limites da distribuição do que no centro. A equação ( 2.8 ) determina a forma de cálculo da incerteza padrão para os limites  $\pm a$ .



**Figura 2.8 – Tipos de distribuições utilizadas em avaliação da incerteza**

### 2.3.1.6 Combinação de incertezas para determinação da incerteza padrão

A incerteza padrão combinada ( $u_c$ ) determinada a partir das incertezas individuais é avaliada, na sua forma mais abrangente, pela equação ( 2.9 ) [7]:

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^N \left( \frac{\partial y}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) + 2 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial y}{\partial x_j} u(x_i) u(x_j) r(x_i, x_j) \quad (2.9)$$

onde:  $u(x_i)$  – incerteza individual da grandeza  $x_i$ ;

$\partial y / \partial x_i$  – coeficiente de sensibilidade da grandeza  $x_i$ ;

$r(x_i, x_j)$  – coeficiente de correlação ( $-1 \leq r(x_i, x_j) \leq 1$ );

$N$  – número de fontes de incerteza

Para aplicação dessa equação na análise de sistemas de medição, deve-se realizar as seguintes observações para obtenção dos coeficientes de sensibilidade e de correlação.

**a) Coeficiente de sensibilidade:**

Indica o grau de influência que determinadas variáveis têm na incerteza combinada. A determinação por derivadas parciais pode trazer algumas complicações para o cálculo direto por computadores. Uma forma de permitir o cálculo consiste na utilização de uma aproximação pelas diferenças, mostrada na equação ( 2.10 ) [46]:

$$\frac{\partial y}{\partial x_i} \approx \frac{\Delta y}{\Delta x_i} = \frac{y(x_i + \Delta x_i) - y(x_i)}{\Delta x_i} \quad (2.10)$$

Como  $u(x_i)$  é geralmente calculado como  $\Delta x_i$ , a seguinte relação pode ser derivada:

$$\frac{\partial y}{\partial x_i} u(x_i) \approx y(x_1, x_2, \dots, x_i + u(x_i), \dots, x_n) - y(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n) \quad (2.11)$$

Esta aproximação é válida se a equação  $y(x_1, x_2, \dots, x_n)$  for linear ou  $u(x_i)$  for bastante pequeno se comparado com  $x_i$ . Em alguns casos esse método pode não ser considerado próximo o suficiente para ser utilizado. Entretanto, o método proporciona uma incerteza aceitável para propósitos práticos quando consideradas as aproximações utilizadas para determinar o valor da incerteza [46].

**b) Coeficiente de correlação:**

O coeficiente de correlação ( $r(x_i, x_j)$ ) indica se a mudança em uma fonte de incerteza acarreta mudança em outra fonte de incerteza [7]. Ela pode ser calculada através da equação:

$$r(x_i, x_j) = \frac{u(x_i, x_j)}{u(x_i)u(x_j)} \quad (2.12)$$

e com  $u(x_i, x_j)$  definido como:

$$u(x_i, x_j) = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{k=1}^n (x_{ik} - x_i)(x_{jk} - x_j) \quad (2.13)$$

Essa avaliação do coeficiente de correlação somente pode ser obtida para avaliações do tipo A. No caso de avaliações tipo B, os índices de correlação devem ser baseados no conhecimento do avaliador e arbitrados entre -1 e 1.



No caso de somente ser utilizado os valores de  $-1$ ,  $1$  ou  $0$  para expressar incertezas de correlação inversa, de correlação direta e não correlacionadas, respectivamente, a incerteza será determinada pela soma algébrica das incertezas correlacionadas e a soma quadrática das fontes não correlacionadas. Se as fontes de incerteza avaliadas não forem correlacionadas ( $r(x_i, x_j)$  é zero), o segundo termo da equação ( 2.9 ) desaparece e a incerteza combinada é, então, determinada pela soma quadrática das incertezas padrão.

### 2.3.1.7 Determinação da incerteza expandida

A incerteza expandida representa o intervalo sobre o qual deve conter o valor da medição ( $y$ ) com um dado nível de confiança. O valor da incerteza expandida ( $U$ ) é obtida através da equação:

$$U = k u_c(y) \quad (2.14)$$

O fator de abrangência ( $k$ ) depende dos graus de liberdade efetivos do balanço de incerteza ( $\nu_{eff}$ ) e do nível da confiança utilizado [7]. O ISO-GUM propõe a Equação ( 2.15 ) para determinar os graus de liberdade efetivos, denominada fórmula de Welch-Satterhwaite [7]:

$$\nu_{eff} = \frac{u_c^4(y)}{\sum_{i=1}^N \frac{u^4(x_i)}{\nu_i}} \quad (2.15)$$

Definidos os graus de liberdade, utiliza-se o coeficiente de Student ( $t$ ) com o nível de confiança calculado fazendo  $k = t_p(\nu_{eff})$ . O ISO-GUM apresenta os valores a serem utilizados para os graus de liberdade efetivos [7].

No caso em que uma incerteza de avaliação tipo B não permite atribuir um grau de liberdade elevado ( $\nu_i \rightarrow \infty$ ), o que em outras palavras significa admitir a possibilidade de ocorrência de eventos fora do intervalo determinado pela distribuição e seu desvio padrão atribuído, então a Equação ( 2.16 ) pode ser utilizada para estimar um grau de liberdade [7]:

$$\nu_i \approx \frac{1}{2} \frac{u^2(x_i)}{\sigma^2[u(x_i)]} \approx \frac{1}{2} \left[ \frac{\Delta u(x_i)}{u(x_i)} \right]^{-2} \quad (2.16)$$

onde:  $\sigma^2[u(x_i)]$  – desvio padrão da incerteza  $x_i$

$\Delta u(x_i)/u(x_i)$  – é a incerteza relativa de  $u(x_i)$ .

A incerteza relativa de  $u(x_i)$  é determinada de maneira subjetiva, a partir das informações disponíveis do processo de medição e da experiência própria do avaliador [7].

### **2.3.1.8 Apresentação e documentação da avaliação da cadeia de medição**

A apresentação do resultado de medição devem ter os seguintes requisitos [7]:

- apresentar informações suficientes para permitir que o resultado possa ser reavaliado se uma nova informação ou um novo dado estiver disponível;
- é preferível apresentar informações a mais do que a menos que o necessário.

Para atingir os requisitos para garantia da confiabilidade no gerenciamento da incerteza em grandezas críticas de um processo, propõem-se que o relato da incerteza deva conter os seguintes dados (em conjunto com a documentação proposta pelo gerenciamento de incerteza):

- definição da tarefa de medição completa e da incerteza que deve ser atingida;
- documentação do princípio de medição e do método, procedimento e condições;
- determinação da equação ou do modelo de incertezas que rege o sistema de medição;
- relação das fontes de incerteza que serão avaliadas, de acordo com a Tabela 2.2;
- relato da forma de análise realizada em cada fonte de incerteza, definindo método de avaliação (tipo A ou B), limites e tipo de distribuição, correlações e graus de liberdade;
- cálculo e documentação das incertezas combinada e expandida;
- definição das fontes de incerteza que mais influenciam no processo de medição;
- relato da incerteza final e dos procedimentos necessários para garanti-la.

### **2.3.2 Modificações propostas para realização do procedimento de avaliação de incerteza dentro do gerenciamento de incerteza**

A avaliação de incerteza proposta para sistemas de medição, apresentada em seções anteriores, é baseada no procedimento descrito pelo ISO-GUM. Entretanto, a aplicação direta e completa dessa metodologia pode trazer dificuldades práticas na aplicação, decorrentes da grande quantidade de fontes de incerteza; da dificuldade de obtenção das informações para avaliação correta da incerteza; e da necessidade de avaliar todas as fontes de incerteza ao longo da faixa de medição. Por outro lado, se a avaliação de incerteza for realizada iterativamente, dentro do procedimento de gerenciamento de incerteza, simplificações consideráveis podem ser adotadas nas primeiras iterações. Essas modificações, em geral, aumentam a incerteza avaliada quando comparada com aquela obtida pelo processo baseado no ISO-GUM, geralmente tornando a

primeira mais conservativa, mas bastante válida nas primeiras iterações do processo de avaliação [12].

As simplificações propostas são:

- utilizar as incertezas de avaliação tipo B nas primeiras iterações, assumindo-se que informações de fabricantes possuem graus de confiabilidade equiparáveis as do tipo A;
- utilizar estimativas de incerteza mais conservativas nas iterações iniciais, como, por exemplo, a não correção de erros sistemáticos para reduzir os esforços necessários. Utilizar-se-á a correção para reduzir a incerteza somente se a incerteza alvo não for atingida;
- fontes de incerteza correlacionadas são computadas somente com coeficientes de correlação  $-1$  ou  $1$ ;
- o número de graus de liberdade efetivos é considerado suficientemente grande para que a incerteza expandida  $U_{95\%}$  seja calculada com um fator de abrangência igual a 2.

Analisando essas modificações, pode-se destacar as seguintes características do procedimento para avaliação da incerteza dentro do procedimento para gerenciamento da incerteza:

- transforma a avaliação da incerteza em um processo iterativo buscando atingir uma incerteza alvo, ou incerteza desejada. Esta determina o ponto de parada do processo e é definida pela relação entre a tolerância do processo e a incerteza do sistema de medição;
- o procedimento de avaliação de incerteza define a magnitude das fontes de incerteza e pela comparação, identifica-se as fontes que mais influenciam no balanço de incerteza. A identificação das fontes de incerteza mais significativas faz com que a tarefa de redução da incerteza seja direcionada e, através de poucas modificações, é possível reduzir consideravelmente a incerteza expandida;
- diferente do ISO-GUM, o fato de permitir a utilização da superestimação das incertezas, leva a reduzir o tempo dedicado à avaliação da incerteza e simplificar o processo de cálculo. Através de iterações sucessivas, a incerteza calculada através do método tende a atingir o valor da incerteza calculada pelo procedimento do ISO-GUM;

Em alguns casos em que a quantidade de fontes de incerteza é muito grande, pode-se agrupar as fontes relacionadas para obtenção de um valor representativo do grupo. Esse procedimento torna-se muito importante quando sistemas compostos por diversos componentes ou instrumentos

são utilizados, pois pode-se realizar a avaliação de alguma parte de interesse e transpô-la para a avaliação completa do sistema de medição.

Neste capítulo foram expostos aspectos que permitem a garantia da confiabilidade metrológica de sistemas de medição de temperatura. A calibração e a rastreabilidade a padrões primários permitem que o valor da medição possa ser referenciado à Escala Internacional de Temperatura (ITS-90). A utilização do procedimento para gerenciamento da incerteza possibilita que sistemas de medição de temperatura tenham as fontes de incerteza mais importantes identificadas e controladas para garantir o valor da incerteza de medição. Para permitir o cálculo da incerteza foi apresentada uma revisão do Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (ISO-GUM) com informações adicionais que permitem a análise em sistema de medição de temperatura.

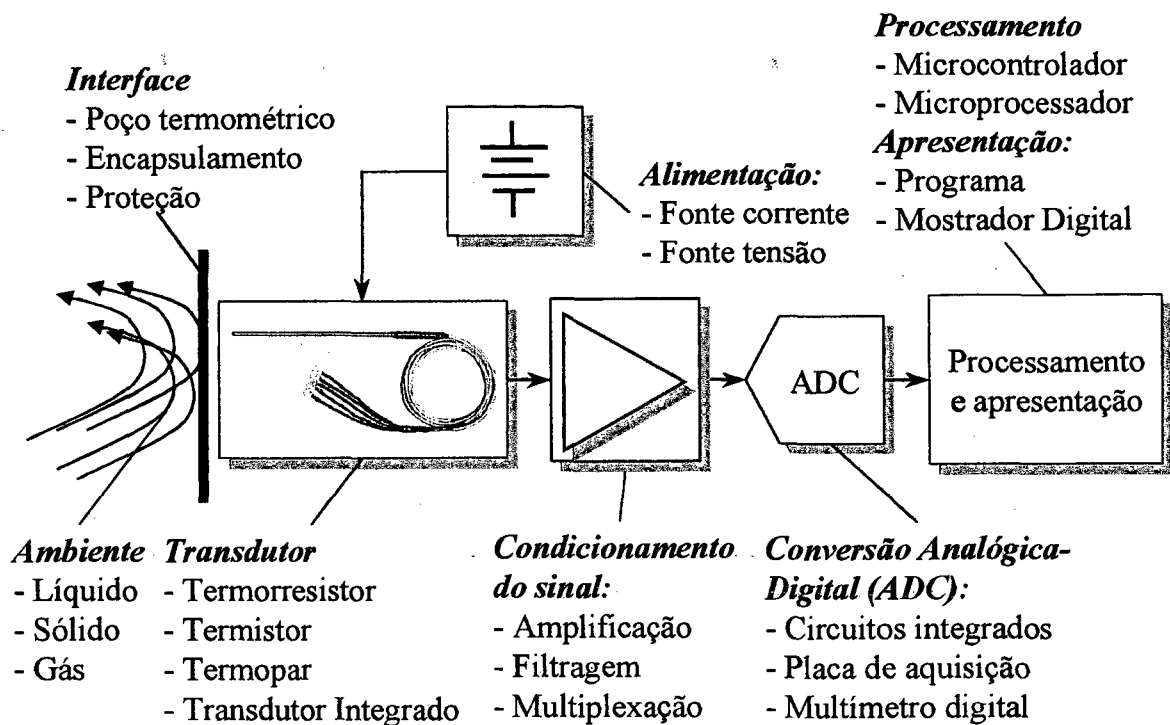
Nos capítulos que se seguem será abordado em mais detalhes o procedimento para avaliação da incerteza de medição, relacionando as principais fontes de incerteza encontradas em sistemas automatizados de medição de temperatura e apresentando formas de facilitar a implementação do ISO-GUM através do uso de computador.

## CAPÍTULO 3

## FONTES DE INCERTEZA EM SISTEMAS AUTOMATIZADOS DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA

Um sistema de medição de temperatura, segundo o VIM [47], é o conjunto completo de instrumentos de medição e outros equipamentos acoplados para executar uma medição específica. O termo cadeia de medição é definido como a seqüência de elementos de um instrumento ou sistema de medição, que constitui o trajeto do sinal de medição desde o estímulo até a resposta. Quando um sistema ou cadeia de medição possui um acoplamento a um sistema computacional (microprocessador ou microcontrolador), está aqui sendo denominado sistema automatizado de medição.

Um sistema automatizado de medição pode ser composto fisicamente de diversas formas, como, por exemplo, um transdutor ligado a um instrumento completo ou a composição de módulos de diversos fabricantes. Indiferente da forma de implementação, pode-se identificar os blocos básicos, ou módulos, que compõem a cadeia de medição num sistema elétrico de medição de temperatura, como mostrado na Figura 3.1.



**Figura 3.1 – Cadeia típica de medição de temperatura**

O transdutor, instalado no meio a ser medido, é submetido à temperatura da substância que pode estar em um dos diversos estados da matéria. Dependendo do meio, alguns acessórios são utilizados para possibilitar a medição. O sinal gerado pelo transdutor é condicionado para possibilitar que o conversor possa digitalizar essa informação e é transmitido para um sistema de computação para ser processado e apresentado ao usuário. Um sistema de alimentação é utilizado para fornecer energia para os transdutores, quando passivos, permitindo a sua medição e compondo assim o sistema de medição automatizado de temperatura.

Uma das principais etapas do procedimento de avaliação da incerteza é a identificação das fontes de influência que atuam em um sistema de medição, já que a completa identificação das principais fontes determinará o sucesso ou não da análise. Entretanto, quando sistemas de medição modulares são avaliados, além das características individuais de cada bloco, as interrelações e condições de contorno devem ser levadas em consideração.

Assim, neste capítulo são apresentadas as principais fontes de incerteza inerentes aos blocos que compõem o sistema de medição de temperatura, abordando os transdutores com contato (termopar, termorresistor, termistor e circuitos integrados), os módulos de tratamento de sinais e alimentação e as fontes decorrentes do tratamento da informação. Também são estudados os instrumentos compostos, como multímetros digitais, placas de aquisição e termômetros digitais e, por fim, são apontadas algumas fontes de incerteza inerentes à aplicação. Não é objetivo desse trabalho ser exaustivo na determinação das fontes de incerteza, mas apenas apresentar formas de auxiliar nessa identificação.

### **3.1 TRANSDUTORES DE TEMPERATURA COM CONTATO**

Os transdutores de temperatura com contato mais encontrados em ambiente industrial são: termopar, termorresistor, termistor e circuito integrado. A Tabela 3.1 apresenta as principais características desses transdutores [48-53].

Tabela 3.1 - Comparação entre transdutores de temperatura com contato

Característica	Tipo de Transdutor			
	termopar	termorresistor de platina	termistor	circuito integrado
Sensor	Junta de 2 metais	Fio de platina	Óxidos metálicos	Semicondutor (junção PN)
Sinal de medição	Tensão	Resistência	Resistência	Tensão, corrente ou sinal digital
Faixa de medição	(-270 a 1100)°C	(-250 a 900)°C	(-100 a 300)°C	(-55 a 150)°C
Valor típico de referência	menor que 10 $\mu$ V a 25°C	100 $\Omega$ a 2000 $\Omega$ a 0°C	1 k $\Omega$ a 1 M $\Omega$ a 25°C	Variado
Estabilidade	5,5 K (1000 h a 600°C)	superior a 0,1 K (1000 h a 600°C)	0,1 K (1000 h a 125°C)	superior a 0,1 K (1000 h a 125°C)
Excitação	Não necessita	Necessita	Necessita	Necessita
Auto-aquecimento	Não apresenta	Apresenta	Apresenta	Apresenta
Tempo de resposta (óleo em movimento)	Típico: 1 s ; alguns tipos mais rápidos	Tipicamente vários segundos	Típico: 1 s a 10 s ; 3 ms a 100 ms são disponíveis	Alguns segundos
Encapsulamento	Tubo metálico, grande variedade disponível	Vidro, epoxy, cerâmica, teflon, metal, etc	Vidro, epoxy, cerâmica, teflon, metal, etc	Metal e plástico
Preço estimado [encapsulado] (US\$)	1 a 50	25 a 1000 (dep. Especif); 100 (industrial)	2 a 10 (simples); 10 a 350 (alta exatidão)	1 a 30
Necessidades Especiais	Junta de referência ou fria	Compensação de cabos	Linearização	-

Os transdutores utilizados para a medição de temperatura possuem incertezas inerentes a cada princípio de transdução utilizado. A seguir serão relacionados os transdutores de temperatura, expondo o princípio de funcionamento, características gerais e as principais fontes de incerteza.

### 3.1.1 Termopar

Os termopares são transdutores criados a partir da junção de dois materiais dissimilares. Quando ocorre uma diferença de temperatura entre as junções, uma tensão é gerada e sua magnitude depende da sensibilidade criada pelos materiais e da diferença de temperatura. Esse fenômeno é explicado pelas leis da termoeletricidade fundamentadas por Thomas Johann Seebeck (1821), Jean Charles Althanase Peltier (1834) e Willian Thomson (1848-1854) e podem ser estudadas com mais profundidade em [38,49,54-56].

A princípio, qualquer par de metais dissimilares podem ser utilizados como termopar. Já foram catalogados acima de 300 tipos de termopares [57], mas poucos são industrialmente

utilizados. A ANSI [55] possui apenas sete junções padronizadas e que são identificados por uma letra (Tabela 3.2) [49,55].

**Tabela 3.2 - Tipos e característica dos termopares padronizados**

Cód. ANSI	Combinação da liga	
	Fio positivo (+)	Fio negativo (-)
T	Cobre	Constantan (cobre – níquel)
J	Ferro	Constantan
E	Cromel (níquel – cromo)	Constantan
K	Cromel	Alumel (alumínio–níquel)
S	Platina/Ródio 0%	Platina
R	Platina/Ródio 13%	Platina
B	Platina/Ródio 30%	Platina/Ródio 6%

As respostas nominais dos termopares são apresentadas pelo NIST através da Monografia 175, dispostas na forma tabular em relação a 0°C [58]. Também é apresentado o polinômio de interpolação para uma faixa de temperatura, além de outras informações como a variação do coeficiente de Seebeck com a temperatura [55]. Os polinômios têm a seguinte forma:

$$T = \sum_{i=0}^N a_i V^i \quad (3.1)$$

onde:  $a_i$ : coeficiente do polinômio de ajuste

$T$ : temperatura [°C]

$V$ : tensão obtida no termopar [mV]

$N$ : grau do polinômio utilizado

As principais fontes de incerteza relativas aos termopares são apresentados a seguir.

### **3.1.1.1 Erro máximo admissível do transdutor**

Do ponto de vista de fabricação, o termopar é um fio composto de diferentes metais (ligas), que podem apresentar ligeiras diferenças durante a fabricação ou entre diferentes lotes, acarretando desvios na resposta ideal do transdutor. Existe um certo valor permitido para esses desvios, denominado pelo VIM de erro máximo admissível e são definidos pela norma ANSI (Tabela 3.3) [55]. Geralmente são denominados pelo fabricante como tolerâncias de fabricação.



**Tabela 3.3 - Erro máximo admissível na fabricação de termopares**

Termopar	Faixa de utilização (°C)	Erro máximo admissível	
		convencional	especial
T	-59 a 93	$\pm 1,0^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,5^{\circ}\text{C}$
	93 a 371	$\pm 0,75 \%$	$\pm 0,4 \%$
J	0 a 277	$\pm 2,2^{\circ}\text{C}$	$\pm 1,1^{\circ}\text{C}$
	277 a 1260	$\pm 0,75 \%$	$\pm 0,4 \%$
E	0 a 316	$\pm 1,7^{\circ}\text{C}$	$\pm 1,0^{\circ}\text{C}$
	316 a 817	$\pm 0,5 \%$	$\pm 0,4 \%$
K	0 a 277	$\pm 2,2^{\circ}\text{C}$	$\pm 1,1^{\circ}\text{C}$
	277 a 1260	$\pm 0,75 \%$	$\pm 0,4 \%$
R, S	0 a 538	$\pm 1,5^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,6^{\circ}\text{C}$
	538 a 1482	$\pm 0,25 \%$	$\pm 0,1 \%$
B	871 a 1705	$\pm 0,5 \%$	não determinado

A transformação dessa fonte em incerteza é determinada pelo procedimento de conversão entre tensão de saída e temperatura. Se for utilizado o polinômio padronizado pela norma, a incerteza é avaliada como o próprio erro máximo admissível do instrumento. Se for realizada uma calibração para determinação do polinômio de correção, a incerteza é definida pela incerteza do procedimento de calibração e pelo erro de interpolação do polinômio.

### 3.1.1.2 Erro inerente ao polinômio de interpolação

Polinômios de conversão entre tensão e temperatura geralmente apresentam um erro residual determinado pela máxima diferença entre os valores tabelados e os valores obtidos pelo polinômio. Esse valor depende do número de pontos empregados, da faixa de medição desejada e do grau do polinômio utilizado.

Para os polinômios encontrados na monografia 175 [58], a incerteza de interpolação é apresentada na Tabela 3.4.

**Tabela 3.4 - Incertezas dos polinômios de interpolação para termopares**

E	J	K	R	S	T
-100°C a 1000°C	0°C a 760°C	0°C a 1370°C	0°C a 1000°C	0°C a 1750°C	-160°C a 400°C
$\pm 0,5^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,1^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,7^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,5^{\circ}\text{C}$	$\pm 1^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,5^{\circ}\text{C}$

Se a faixa de medição ou o grau do polinômio forem reduzidos, essa fonte de incerteza dependerá do número de pontos utilizados e do grau do polinômio. Nesse caso, a incerteza pode ser avaliada como o máximo desvio entre os valores padrão tabelados [58] e os valores obtidos pelo polinômio [55].

### 3.1.1.3 Junta de referência

A junta de referência, também conhecido como junta fria, consiste em um sistema que corrige a tensão de saída do termopar, para expressar a temperatura absoluta medida pela junção. Essa compensação pode ser realizada de diversas maneiras, apresentando diferentes níveis de incerteza (Tabela 3.5). As incertezas relatadas apresentam somente a ordem de grandeza normalmente obtida, exigindo uma avaliação mais rigorosa para o sistema utilizado.

**Tabela 3.5 - Incertezas na compensação de junta de referência**

Junta de referência	Incerteza típica (°C)
Ponto triplo da água [16,55]	±0,0001
Banho de gelo (água + gelo) [55,59]	±0,001
Refrigerador termoelétrico [55,59]	±0,1
Compensação eletrônica (ponte) [55,59]	±1
Compensação eletrônica (com transdutores de circuito integrado) [60]	±0,5
Compensação eletrônica (circuito completo integrado) [61]	±2
Compensação por software [38,54]	±0,2

### 3.1.1.4 Termopares parasitas

Qualquer junção entre distintos metais submetidos a diferentes temperaturas apresenta uma tensão entre seus terminais, podendo existir em conectores, terminais de ligação, junção de fios e bornes, entre outros [62]. Assim, qualquer junção é uma fonte de tensão que depende da temperatura submetida e do tipo de material utilizado. Entretanto, se medições diferenciais forem utilizadas, somente a diferença de temperatura provoca um erro que depende da tensão termoelétrica dos materiais da junção. O valor da fonte de tensão causado pelo termopar parasita ( $\Delta E_p$ ) é estimado através da Equação ( 3.2 ) [40]:

$$\Delta E_p = S \cdot \Delta T \quad [\mu V] \quad (3.2)$$

onde:  $S$ : Sensibilidade (potencial termoelétrico) da junção [ $\mu V/K$ ]

$\Delta T$ : Diferença de temperatura entre as junções [K]

Na Tabela 3.6 estão apresentados os potenciais termoelétricos de diferentes materiais encontrados em conectores [62].

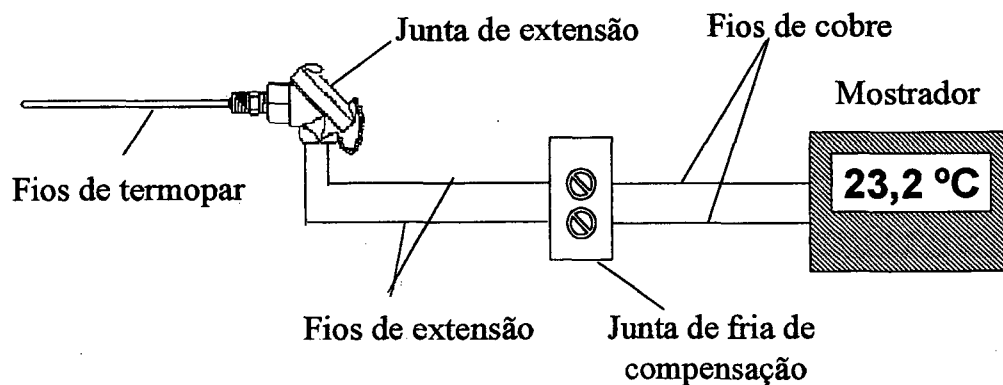
A diferença de temperatura esperada entre os fios que geram os termopares parasitas pode ser medida ou avaliada. Uma forma de evitar esse problema é através do uso de blocos equalizadores que garantem pequenas variações de temperatura entre junções.

**Tabela 3.6 - Potencial termoeletrico de diferentes pares de materiais**

Materiais	Potencial [ $\mu\text{V/K}$ ]
Cu-Cu	$\leq 0,2$
Cu-Ag	0,3
Cu-Au	0,3
Cu-Pb/Sn	(1 a 3)
Cu-Si	400
Cu-Kovar	(40 a 75)
Cu-CuO	1400

### 3.1.1.5 Fios e cabos de extensão ou de compensação

Os fios e cabos de extensão e os de compensação são colocados entre os fios do termopar e a junta de referência e são utilizados para reduzir o custo do sistema de medição, além de melhorar as características mecânicas e físicas do fio. A Figura 3.2 ilustra o circuito básico de termopares com fios e cabos de extensão [49].



**Figura 3.2 – Circuito elétrico com fios de extensão de termopares**

Os fios de compensação e os de extensão podem influenciar de duas maneiras: na tolerância do fio e na criação de juntas parasitas influenciadas pela temperatura [49].

As tolerâncias de fabricação dos fios de compensação ou de extensão são maiores que as definidas para o termopar. Segundo a norma da ASME, as faixa de incerteza são as colocadas na Tabela 3.7 [40].

**Tabela 3.7 - Tolerância dos fios de extensão de termopares**

Termopar	Extensão	Faixa de trabalho (°C)	Erro máximo admissível (K)
K	KX	0 a 200	± 2,2
J	JX	0 a 200	± 2,2
E	EX	0 a 200	± 1,7
T	TX	-60 a 100	± 1,0
R, S	SX	0 a 200	± 5,0
B	BX	0 a 100	- 3,7 a 0,0

Essa incerteza afeta a sensibilidade do termopar e pode induzir erros tão grandes quanto os especificados pela tolerância, se a temperatura da junção variar dentro da faixa determinada. Aconselha-se a utilização do valor de tolerância como incerteza expandida da fonte, se a calibração da cadeia de medição não for realizada com os fios de compensação instalados e se existir gradientes nas junções. Este tipo de problema pode ser evitado através de blocos equalizadores colocados na junção.

#### **3.1.1.6 Deriva com o tempo, envelhecimento e histerese do termopar**

Termopares utilizados em ambientes de alta temperatura sofrem modificações em sua curva de calibração devido à contaminação do fio com materiais do ambiente, perda de constituintes da liga ou interação entre fio, isolador e tubo de proteção. Essas mudanças dependem da pureza inicial do material, do contaminante introduzido pelo ambiente, do tamanho do termoelemento, dos materiais utilizados para proteção, do tempo e da temperatura. A sua quantificação não pode ser obtida por regras simples, uma vez que a mesma variação pode ocorrer entre poucas horas de uso ou após meses [40].

A quantificação desse tipo de fonte de incerteza depende muito do conhecimento da aplicação e dos termopares utilizados, sendo a influência dessa fonte mais significativa a medida que a temperatura aumenta. Uma possível avaliação desse fator pode ser obtida através do acompanhamento das curvas de calibração ao longo do tempo em um determinado ponto (teste de estabilidade) para cada termopar utilizado [3].

#### **3.1.1.7 Outros efeitos**

Os termopares apresentam outros fatores que não podem ser facilmente quantificados, mas que influenciam fortemente na medição de temperatura. Por essa razão, esses fatores devem ser evitados através de cuidados especiais. Aqui serão apenas citados e se deve recorrer à literatura para maiores informações.

### a) Interferências em termopares

O termopar, quando utilizado em ambiente industrial, pode estar bastante afastado da unidade de tratamento de sinal. Portanto ruídos e interferências eletromagnéticas ao longo do fio de extensão fazem com que o sinal seja contaminado, podendo causar erros elevados na medição (acima de 10°C). A utilização de filtros, malhas de aterramento e blindagem auxiliam na redução dos efeitos dessas fontes [49,62,63]

### b) Correntes de fuga no termopar em alta temperatura

Alguns termopares possuem encapsulamento com isoladores minerais ( $\text{MgO}$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , etc) para isolamento elétrico e ambiental. Esses isoladores apresentam um decréscimo da resistência de isolamento com o aumento da temperatura. Quando essa resistência atinge valores bastante baixos, existe o aumento da condução entre fios dos termopares e a criação de termopares virtuais nessas junções. Os erros resultantes podem atingir valores elevados dependendo da temperatura da junção. Os valores de temperatura crítico para essas condições dependem das propriedades do isolador e da dimensão dos fios do termopar, que definem as características elétricas [40].

Este efeito é reduzido através do uso de isoladores com boas características em alta temperatura, uso de fios de maior diâmetro ou pela minimização do contato entre termopar e isolador através de pastas térmicas, tornando esse erro geralmente desprezível [40].

## 3.1.2 Termorresistor

Alguns materiais modificam sua resistência elétrica, de acordo com a variação de temperatura existente no meio. Essas modificações dependem de fatores como o tipo de material utilizado, forma, ambiente, entre outros. Nos metais, o valor da resistência é diretamente proporcional à temperatura, com uma notável estabilidade [49]. Através desse princípio, descoberto em 1821 por Sir Humphrey Davy, se iniciou o desenvolvimento de uma linha de transdutores de temperatura denominados termorresistores ou RTD (Resistance Temperature Detectors) [49].

Os termorresistores podem apresentar as seguintes características:

- a) **aplicação e formato do transdutor:** define o formato do transdutor, minimizando erros introduzidos na conexão com o meio ambiente. Existem diversos formatos que permitem a medição de temperatura ambiente, a de fluidos, a de superfície, etc [49];
- b) **resistência de referência ( $R_0$ ):** refere-se à resistência apresentada quando o termorresistor é submetido a uma temperatura de referência. Pode-se apresentar entre

0,25  $\Omega$  e 2500  $\Omega$ . O mais comum é o termorresistor de platina com resistência de 100  $\Omega$  a 0°C, também conhecido com Pt 100 [22,64].

- c) **sensibilidade nominal ( $\alpha$ )**: compreende a variação de resistência encontrada entre 0°C e 100°C; e depende do grau de pureza do transdutor. No mercado existem dois valores padronizados pela ANSI (0,3902 %/K) ou pela IEC (0,3850 %/K) [56].
- d) **processo de fabricação**: refere-se à forma de construção do termorresistor. Pode ser obtido através de fio de platina encapsulado [22] ou através de filme metálico depositado sobre um substrato [64].

Industrialmente são poucos os materiais metálicos utilizados como termorresistores. Dentre eles destacam-se a platina, o níquel e o cobre. Os principais dados estão resumidos na Tabela 3.8. Os demais materiais ainda estão em fase de pesquisa. Por causa da sua grande estabilidade, a platina é o termorresistor preferível para medições de temperatura, sendo o material quase sempre utilizado [3].

**Tabela 3.8 - Características dos termorresistores utilizados comercialmente**

Material	$\rho^*$ [ $\mu\Omega/\text{cm}$ ]	$\alpha^{**}$ [%/K]	$R_0^{***}$ [ $\Omega$ ]	Faixa de medição típica	Observações
Platina	10,6	0,385 ou 0,392	0,25; 2,5; 25; 50; 100; 500; 1000; 2000 (0°C)	-200°C a 850°C	Maior estabilidade e ampla faixa. Pode ser contaminado em altas temperaturas. É o mais popular entre os termorresistores. Custo mais elevado.
Níquel	6,844	0,681	50; 100; 120 (0°C)	-80°C a 320°C	Maior não linearidade e deriva mais elevada. Menor preço de venda.
Cobre	1,673	0,43	10 (20°C)	-200°C a 260°C	Maior tamanho, baixo custo, utilizado em indústrias de máquinas elétricas

\*  $\rho$  - Resistividade do material a 20°C

\*\*  $\alpha$  - Sensibilidade do termorresistor entre 0°C e 100°C.

\*\*\*  $R_0$  - Resistência de referência a determinada temperatura.

A resistência do termorresistor está relacionada com a temperatura segundo a equação [54]:

$$R(T) = R_0 \left( 1 + \sum_{i=1}^N a_i T^i \right) \quad (3.3)$$

onde:  $a_i$  - coeficiente do polinômio de ajuste [ $\Omega/^\circ\text{C}$ ]

$T$  : temperatura [ $^\circ\text{C}$ ]

$R_0$  : resistência à temperatura de referência (geralmente à 0°C)[ $\Omega$ ]

$N$ : grau do polinômio utilizado.

As principais fontes de incerteza em termorresistores são descritas a seguir.

### 3.1.2.1 Erro máximo admissível do termorresistor

Como no termopar, o termorresistor apresenta valores que definem os erros máximos admissíveis entre os valores nominais do transdutor após fabricação. Esses desvios são definidos por norma ou pelo fabricante do componente. A norma IEC 751 [65] define duas classes: A e B. Os fabricantes também propõem extensões destas classes [56,64,66], permitindo abranger outras faixas de medição. Essas classes são apresentadas Tabela 3.9.

**Tabela 3.9 - Classes de tolerância para termorresistores de platina**

Referência	Descrição	Faixa de medição	Tolerância*
IEC	Classe A	-200°C a 650°C	$\pm(0,15 + 0,002.T)$
IEC	Classe B	-200°C a 850°C	$\pm(0,30 + 0,005.T)$
Fabricante	1/3 Classe B	0°C a 200°C	$\pm(0,10 + 0,005.T)$
Fabricante	2 Classe B	0°C a 200°C	$\pm(0,60 + 0,005.T)$
Fabricante	0,5	-200°C a 850°C	$\pm(0,50 + 0,008.T)$

(\*) A tolerância é apresentada em função da temperatura (T)

Da mesma forma que nos termopares, a avaliação da incerteza depende do procedimento utilizado e segue as recomendações da seção 3.1.1.1.

### 3.1.2.2 Auto-aquecimento

O termorresistor necessita ser excitado para que se possa determinar o valor da sua resistência. Esse procedimento, geralmente realizado através da passagem de corrente pelo termorresistor, faz com que o transdutor se aqueça (efeito Joule), causando um erro no valor da temperatura [33,49]. O aumento da temperatura depende da capacidade de dissipação do transdutor, relacionando-se com a corrente de acordo com a equação (3.4).

$$\Delta T_{aq} = \frac{R.I^2}{\delta} \quad (3.4)$$

onde:  $\delta$  - coeficiente de dissipação do transdutor (auto-aquecimento) (W/K).

$R$  - resistência do termorresistor para a temperatura a ser medida ( $\Omega$ )

$I$  - corrente de teste utilizada para excitar o termorresistor (A)

O coeficiente de auto-aquecimento depende do contato térmico existente entre o termorresistor, material utilizado para proteção e o meio em que o transdutor será empregado (tipo de fluido e velocidade). Fabricantes apresentam os coeficientes de acordo com uma determinada condição (água em movimento ou ar) e para uma determinada aplicação.

### 3.1.2.3 Influência do fio

Por causa da baixa sensibilidade do termorresistor, a variação da resistência dos fios de ligação pode provocar erros consideráveis no valor de temperatura [56]. A influência é modelada como resistências equivalentes em série com o transdutor.

Esta resistência é dependente do diâmetro do fio, do comprimento e da temperatura a ele exposta. A equação ( 3.5 ) determina o valor das resistências equivalentes dos fios ( $R_f$ ):

$$R_f(T) = \rho \frac{L}{A} [1 + \alpha \cdot (T - T_0)] \quad (3.5)$$

onde:  $\rho$  - resistividade do fio [ $\Omega \cdot m$ ]

$L$  - comprimento do fio [m]

$A$  - seção transversal do fio [ $m^2$ ]

$\alpha$  - coeficiente de temperatura do termorresistor [ $(\Omega/\Omega)/K$ ]

$T_0$  - variação de temperatura em relação a 20°C [°C]

O erro causado pelo fio depende do tipo de circuito utilizado para medir. Para exemplificar, a utilização de medição direta de um termorresistor com 2 fios de cobre de 10 m de comprimento, com 0,22 mm<sup>2</sup> de seção transversal e com a temperatura variando entre -20°C a 60°C, pode causar uma variação de resistência do fio que representa um erro de aproximadamente 5°C ( $\alpha = 4,3 \cdot 10^{-6}/K$ ) [40].

A avaliação dessa incerteza depende de uma análise do circuito completo utilizado para realizar o condicionamento do sinal.

### 3.1.2.4 Resistência de isolamento

Dependendo do tipo de material de isolamento utilizado para proteger o termorresistor, pode haver um decréscimo de sua resistência equivalente devido ao aumento da temperatura, causando uma diminuição na resistência medida. Essa influência pode ser modelada como uma resistência colocada em paralelo com a resistência do termorresistor.



Para o caso de termorresistores de platina ( $\partial R/\partial T=0,385 \text{ } \Omega/\text{K}$ ) isolados com óxido de manganês, em baixas temperaturas a resistência de isolamento atinge valores superiores a  $100 \text{ M}\Omega$ , ocasionando erros inferiores a  $0,002^\circ\text{C}$ . Entretanto, quando a temperatura atinge valores próximos de  $600^\circ\text{C}$ , a resistência se reduz para  $100 \text{ k}\Omega$  e o erro pode atingir o valor de  $25^\circ\text{C}$  [40].

O valor da resistência de isolamento é informado em catálogos de alguns fabricantes ou pode ser medido através de megômetros [62].

### 3.1.2.5 Deriva com o tempo

De modo geral, o termorresistor é o transdutor de temperatura com melhor estabilidade a longo prazo. A deriva com o tempo ocorre devido ao tipo de fabricação e às condições do ambiente de utilização e são de natureza química e física [3].

As modificações físicas ocorrem devido ao processo de fabricação, a choques mecânicos e térmicos, à expansão térmica do fio de platina e a vibrações durante o processo de medição. Essas influências podem ser reduzidas através de instalação e manejo adequado [3].

As modificações químicas ocorrem devido às reações envolvendo a platina e as impurezas existentes no material, da proteção ou do substrato. Essas influências começam a ter importância em temperaturas mais elevadas (superiores a  $500^\circ\text{C}$ ) [3].

A Tabela 3.10 exemplifica a diversidade de valores de desvio encontrados em características de resposta. Entretanto pode-se notar que quanto maior a temperatura, maior é o desvio. Também identifica-se que os termorresistores com encapsulamento de vidro ou tipo filme têm uma estabilidade menor que o termorresistor industrial (fio enrolado com tubo protetor) [3].

**Tabela 3.10 - Desvios encontrados em termorresistores de platina**

Tipo	Tempo	Temperaturas	Deriva
industrial	1 ano	$540^\circ\text{C}$	$0,25 \text{ K}$
industrial	6000 horas	$850^\circ\text{C}$	$1 \text{ K}$
industrial	1000 horas	$(-20 \text{ a } 250)^\circ\text{C}$	$< 0,02 \text{ K}$
industrial	10 ciclos	$(20 \text{ a } 600)^\circ\text{C}$	$< 0,05 \text{ K}$
filme	10 ciclos	$(-20 \text{ a } 600)^\circ\text{C}$	$0,3 \text{ K}$
vidro	10 ciclos	$(-196 \text{ a } 300)^\circ\text{C}$	$0,1 \text{ K}$

A avaliação dessa fonte de incerteza deve ser realizada nas condições de uso e medindo os desvios encontrados ao longo da vida útil do transdutor.

### 3.1.2.6 Ruído

Os termorresistores, por serem resistências, são afetados também pelo ruído térmico. O ruído térmico, conhecido também como ruído Johnson, é causado pela agitação (movimento aleatório) dos elétrons em decorrência da temperatura. A equação ( 3.6 ) relaciona as principais variáveis que influenciam a tensão gerada pelo fenômeno [37]:

$$V_t = \sqrt{4kRT\Delta f} \quad (3.6)$$

onde:  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  [J/K] é a constante de Boltzmann;

$R$  [ $\Omega$ ] é o valor da resistência;

$T$  [K] é o valor da temperatura;

$\Delta f$  [Hz] é a banda de frequência.

Devido à relação linear entre a potência do ruído e sua banda de frequência, o ruído térmico é também chamado de ruído branco. Através da equação ( 3.6 ) pode-se concluir que quanto maior a resistência, maior a quantidade de ruído gerado pelo termorresistor e que diminuindo a banda de frequência do resistor (através de filtros), reduz-se o ruído aplicado ao sistema.

### 3.1.2.7 Tensões termoelétricas

Da mesma forma que nos termopares (seção 3.1.1.4), as tensões termoelétricas parasitas modificam o sinal representante da temperatura medida. Além dos conectores normais existentes no circuito de medição, a ligação de fios de platina do termorresistor com fios de cobre no circuito de medição podem interferir no resultado de medição, dependendo do circuito utilizado.

### 3.1.3 Termistor

Os termistores são resistores sensíveis à temperatura compostos por misturas de óxidos de níquel, manganês e outros metais, e sinterizados a temperaturas acima de 1000°C [67]. Os termistores podem ser classificados em duas categorias: termistores com coeficientes de temperatura positivos (PTC) e termistores com coeficientes de temperatura negativos (NTC). Quase que exclusivamente os NTC são utilizados para termometria [3,40,67].

A característica de resposta de um termistor NTC individual é definida pela proporção entre  $\ln(R)$  e  $1/T$  e pode ser aproximado pela Equação ( 3.7 ) [40,68]:

$$R = R_0 . e^{\beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (3.7)$$

onde:  $T_0$  - temperatura de referência [K]

$R_0$  - resistência a temperatura  $T_0$  [ $\Omega$ ]

$\beta$  - coeficiente do termistor [K]

Existe uma grande diversidade de tipos de termistores encontrados no mercado. A Tabela 3.11 expõem as variações dos parâmetros obtidos pelos processos de fabricação do termistor .

**Tabela 3.11 - Parâmetros típicos de termistores**

Parâmetros	Condições
Faixa de medição total*	-100°C a 300°C (-200°C a 600°C especial)
Resistência a 25°C ( $R_0$ )	valores entre 0,5 $\Omega$ a 10 M $\Omega$
Coeficiente $\beta$	2000 K a 5500 K
Temperatura máxima	até 125°C (300°C em regime)
Tipos	disco ("disk", "washer", "rod") e bolha ("beat", "probe", "foil")

\* Superposição de faixas de medição de diferente tipos de termistores

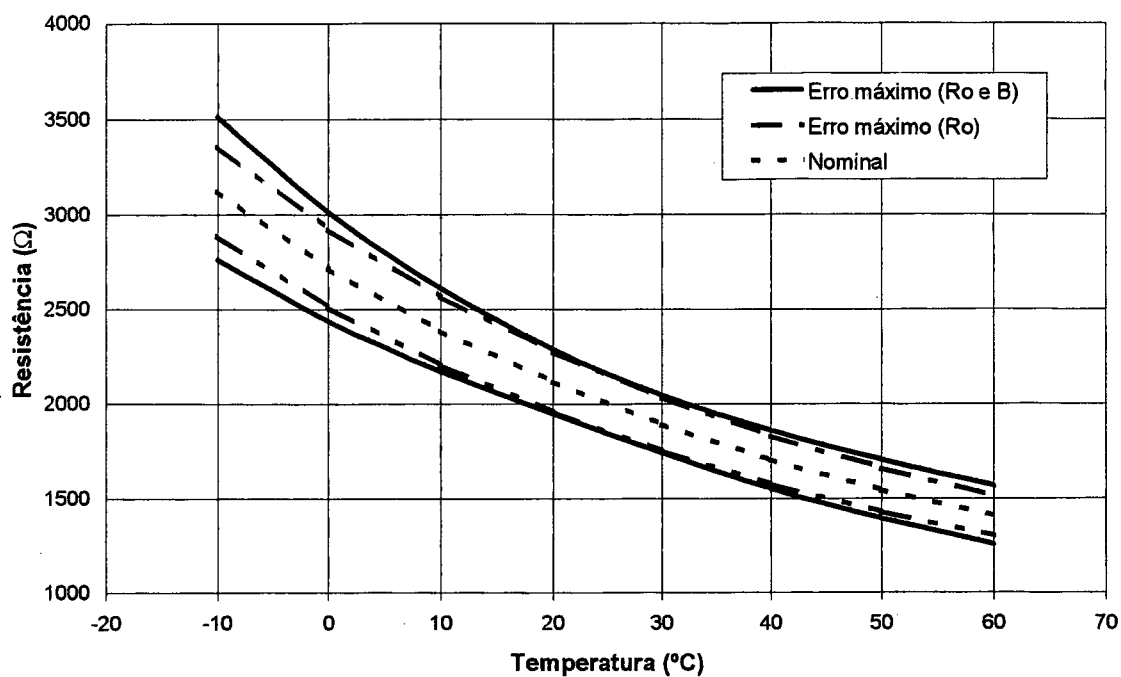
As incertezas relacionadas aos termistores são discutidas abaixo.

### 3.1.3.1 Intercambiabilidade ou erro máximo entre transdutores

Os termistores apresentam uma alta não linearidade com grande dependência dos parâmetros do processo de fabricação que dificultam acordos em relação a um padrão que possibilite a determinação de um erro máximo na troca de um componente (intercambiabilidade). Portanto não existem normas aplicáveis, tal como ocorre com termopares e termorresistores.

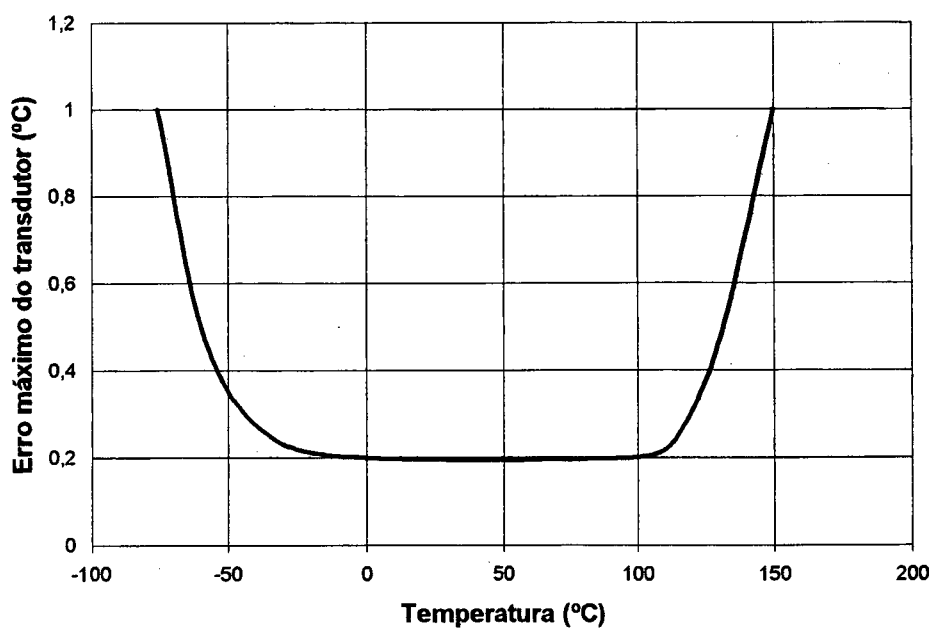
Assim, cada fabricante tem empregado formas próprias para apresentar o erro máximo admissível ou também chamado intercambiabilidade. As duas formas mais comumente utilizadas são: desvios nos coeficientes de componente e incerteza na resistência e temperatura.

Quando é apresentado a variação dos coeficientes, os parâmetros de referência da Equação ( 3.7 ) pela resistência de referência ( $R_0$ ) e pelo coeficiente do termistor ( $\beta$ ), são apresentados dentro de uma banda de variação  $\Delta R_0$  e  $\Delta \beta$ . Na Figura 3.3 é apresentada a banda de incerteza e as equações para este tipo de especificação [68].



**Figura 3.3 – Curva gerada pela incerteza do termistor para variações em  $R_0$  e  $\beta$**

Quando é utilizado o formato de desvio máximo, a apresentação da incerteza é realizada por um gráfico que relaciona temperatura e resistência. A Figura 3.4 apresenta a forma do gráfico [49].



**Figura 3.4 – Curva característica de intercambiabilidade dos termistores**

Essas incertezas são relativas ao lote de componentes sem a realização de calibração. Se uma calibração for realizada para determinação dos parâmetros de cada componente, deve-se utilizar a equação que melhor expresse a resposta real do termistor. Esse procedimento é tratado a seguir.

### 3.1.3.2 Equação de ajuste de não linearidade

A equação ( 3.7 ) é uma aproximação da resposta encontrada experimentalmente. Comparada com transdutores reais, essa aproximação apresenta desvios de 0,01 K para uma faixa de medição de 10 K e 0,3 K para 50 K [68].

Uma melhor aproximação pode ser realizada através das equações ( 3.8 ) e ( 3.9 ) [68]:

$$\frac{1}{T} = A_0 + A_1 \cdot \ln(R) + A_2 [\ln(R)]^2 + \dots + A_n [\ln(R)]^n \quad (3.8)$$

$$\ln(R) = B_0 + \frac{B_1}{T} + \frac{B_2}{T^2} + \frac{B_3}{T^3} + \dots + \frac{B_n}{T^n} \quad (3.9)$$

onde:  $T$  - temperatura (K)

$R$  - resistência do termistor ( $\Omega$ )

$A_0, \dots, A_n$  e  $B_0, \dots, B_n$  - constantes de ajuste de curva

As constantes de ajuste de curva são obtidas através da curva de regressão de  $n$  pontos de temperatura e resistência [44].

Esse procedimento pode levar a um dispêndio grande de tempo e recursos. Steinhart-Hart determinaram que desprezando o termo de segunda ordem e de ordem superior à terceira, pode-se representar o componente, para a faixa de  $-2^\circ\text{C}$  a  $30^\circ\text{C}$ , com erros devidos a simplificação inferiores a  $0,001^\circ\text{C}$  [68]. Assim a equação ( 3.8 ) é representada pela Equação ( 3.10 ):

$$\frac{1}{T} = a + b \cdot \ln(R) + c [\ln(R)]^3 \quad (3.10)$$

onde:  $a, b, c$  - são constantes a serem determinadas

As constantes são determinadas pela seleção de três pontos de resistência e temperatura do termistor e resolução de três equações simultaneamente [3].

Se uma faixa de medição maior é necessária, o termo de segunda ordem deve ser adicionado. Pode-se então chegar a um erro devido à equação de ajuste, da ordem de  $0,0015^\circ\text{C}$  para a faixa de  $0^\circ\text{C}$  a  $100^\circ\text{C}$  [67,68].

### **3.1.3.3 Auto-aquecimento**

O erro causado por auto-aquecimento possui as mesmas características do auto-aquecimento para termorresistores (seção 3.1.2.2). Entretanto, os termistores são mais susceptíveis a erros por auto-aquecimento, devido a sua pequena massa e sua grande resistência a baixas temperaturas. Os parâmetros típicos de resistência térmica encontrados em termistores são de 1 mW/K em ar e 8 mW/K para óleo [69].

A forma de evitar ou reduzir essa influência está na utilização de correntes de excitação de menor valor ou no uso de correntes que são ativas somente quando é realizada a medição (corrente pulsada) [38]. Entretanto, a implementação desse artifício pode apresentar outros problemas, como a estabilidade da tensão de referência, por exemplo. Uma análise mais detalhada faz-se necessária nesse caso.

### **3.1.3.4 Deriva com o tempo**

Os termistores apresentam uma variação maior que os termorresistores devido à degradação do contato entre o material semicondutor e os fios de ligação, e também devido a própria variação do material do termistor. A causa da primeira variação é negativa e inconstante, ocorrendo devido a contaminação, difusão, diferentes coeficientes de expansão térmica e micro-fraturas. A segunda variação é constante em todas as temperaturas e é resultante da variação no processo de condução do óxido e da instabilidade cristalográfica, que tendem a alterar a sensibilidade ( $\beta$ ) do termistor. O encapsulamento e o tipo de termistor também influenciam a estabilidade, sendo os de tipo bolha mais estáveis que o tipo disco [3].

Como no termorresistor, a estabilidade é de difícil determinação prévia e deve ser avaliada com experimentação e acompanhamento ao longo do tempo no local de medição.

### **3.1.3.5 Ruído**

Como nos termorresistores, os ruídos também afetam os termistores. Entretanto, devido a sua alta resistência em baixas temperaturas, sua influência é ainda maior e pode atingir valores consideráveis. A sua quantificação segue o modelo apresentado na seção 3.1.2.6.

## **3.1.4 Transdutores integrados de temperatura**

A utilização de componentes integrados como transdutores de temperatura surgiu como uma aplicação proposta pelas indústrias de circuitos eletrônicos integrados. Os transdutores integrados de temperatura são baseados no fato da tensão de uma junção semicondutora ser dependente da

temperatura. Essas junções podem ser realizadas através de um diodo [70] ou transistor com suas características otimizadas [71].

Em circuitos integrados, a tensão base-emissor ( $V_{BE}$ ) é utilizada para relacionar a dependência da variação da tensão com a temperatura [72]. Essa característica é obtida através da medição direta da tensão  $V_{BE}$  ou através da diferença entre duas tensões  $V_{BE}$  decorrentes de dois transistores com diferentes densidades de corrente. Essa configuração é conhecida como resposta proporcional à temperatura absoluta (“proportional to absolute temperature”- PTAT) [67,72].

Os transdutores integrados de temperatura podem apresentar as seguintes características [73]:

- a) **Faixa de medição:** os limites encontrados para os transdutores integrados variam de  $-55^{\circ}\text{C}$  a  $150^{\circ}\text{C}$ .
- b) **Escala de temperatura:** inicialmente a escala kelvin era utilizada devido a conversão direta da tensão encontrada no transdutor. Entretanto, devido à necessidade da indústria de medir em outras escalas e da facilidade de incorporar circuitos adicionais, características de resposta apresentada em relação a graus Celsius e graus Fahrenheit podem ser encontrados.
- c) **Sensibilidade:** o valor de sensibilidade mais comum é de  $10\text{ mV/K}$ ,  $10\text{ mV/^{\circ}F}$  e  $1\text{ }\mu\text{A/K}$ . Entretanto, existem os componentes ADT 43 [74] que apresenta sensibilidade de  $20\text{ mV/K}$  e o TMP 37 [74], de  $70\text{ mV/K}$ . Alguns modelos como LM134-3 e LM334 [52] permitem que o usuário defina a sensibilidade através de resistores externos.
- d) **Grandeza de saída:** os transdutores podem apresentar saída em forma de corrente e tensão proporcional à temperatura. Em circuitos mais modernos, a temperatura pode ser codificada em sinal digital de frequência proporcional à temperatura (modelo TMP 03/04 da Analog Devices [74]) ou em uma palavra digital (modelo LM 75 da National Semiconductors [52]). Essas versões facilitam a interface com microcontroladores e microprocessadores.
- e) **Encapsulamento:** Os transdutores de temperatura possuem o mesmo formato dos circuitos integrados. Essa diversidade de transdutores facilita a sua incorporação em placas de circuito impresso. Os encapsulamentos mais comuns são [52,60]: TO-92 (transistor de baixa potência), TO-52 (encapsulamento metálico), TO-46 (transistor de potência), SO-8 (chip comum de 4 terminais), SOT-23 (montagem de superfície de 8 terminais).

A resposta nominal dos transdutores de saída em tensão ( $V_S$ ) é dada pela equação ( 3.11 ):

$$V_s = \alpha.T + V_0$$

( 3.11 )

onde:  $\alpha$  - sensibilidade do transdutor [mV/K]

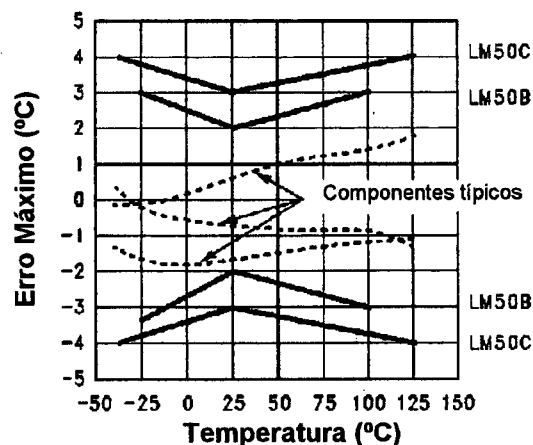
$T$  - temperatura do transdutor [K]

$V_0$  - correção de escala [mV]

As principais fontes de incerteza dos transdutores integrados são tratadas a seguir.

#### 3.1.4.1 Erro máximo admissível

Tal como nos termistores, os transdutores integrados de temperatura não apresentam padronização em relação à definição do erro máximo admissível para componentes. Cada fabricante define seus limites e formas de apresentação, geralmente variando de componente para componente, mas seguindo o formato apresentado pela Figura 3.5. As curvas de erro máximo encontram-se dentro das envoltórias definidas por um valor mínimo de tolerância a 25°C (de menor incerteza) e pelos valores de incerteza nos extremos da faixa de medição. Em alguns componentes são fornecidos somente os erros máximos para toda a faixa de medição [52,74].



**Figura 3.5 – Curva características de erro máximo para transdutores de circuito integrado**

Existem circuitos adicionais que permitem a correção de 1 ou 2 pontos ao longo da faixa de medição, ajustando a característica de resposta para o transdutor [60]. Nesses casos, o valor de incerteza pode ser reduzido, de acordo com a incerteza do ajuste. Essa avaliação depende da incerteza do padrão de ajuste, da variação dos componentes do circuito e da incerteza residual da curva.



### 3.1.4.2 Repetitividade

Alguns transdutores apresentam em seus catálogos um valor chamado de repetitividade, definido como o máximo desvio encontrado a 25°C, após a realização de ciclos de temperatura entre os extremos da faixa de medição (geralmente 100°C) [60].

Se a temperatura a ser medida pode variar até o final da faixa, propõem-se essa informação pode ser utilizada como fonte de incerteza, que indica o máximo desvio esperado pela componente. Em casos especiais, uma avaliação experimental pode informar uma melhor avaliação para as condições que o transdutor será submetido.

### 3.1.4.3 Deriva com o tempo

A deriva com o tempo é uma diferença no valor inicial de medição após o transdutor ser submetido a uma temperatura fixa (geralmente acima do meio ambiente) por um tempo determinado. Essas variações ocorrem devido a modificações na estrutura do silício, contaminação com o encapsulamento, modificações na estrutura do fio de ligação, entre outras alterações [67].

Alguns fabricantes apresentam o desvio em relação a 1000 horas em seus catálogos para o transdutor submetido à temperatura máxima admitida [60]. Dessa forma acredita-se determinar o máximo desvio do componente nesse período de tempo.

### 3.1.4.4 Ruído

Como todo componente eletrônico, os circuitos integrados geram ruídos internos no componente, compostos por ruído térmico, ruído “flicker” e ruído semicondutor. Essas componentes são agrupadas e resumidas por um gráfico de densidade de ruído (Figura 3.6) [75].

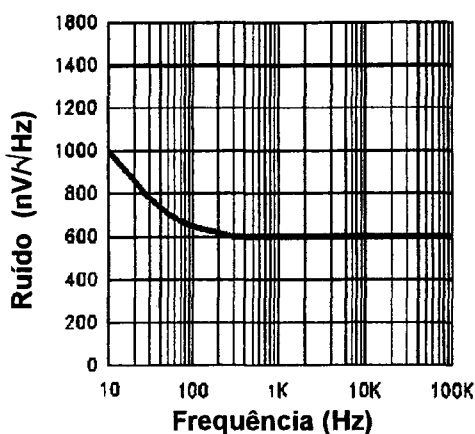


Figura 3.6 – Gráfico típico do ruído de transdutores integrados de temperatura

A quantificação dessa fonte depende da banda de frequência definida por filtros e do diagrama de densidade espectral. O valor de tensão de ruído ( $E_N$ ) pode ser determinado através da equação [75]:

$$E_N(f_H - f_L) = e_n \sqrt{f_{CE} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + f_H - f_L} \quad (3.12)$$

Onde:  $e_n$  [V] - tensão de ruído branco em uma banda de 1 Hz;

$f_{CE}$  [Hz] - frequência de corte do ruído de tensão;

$f_H$  [Hz] - limite de frequência superior;

$f_L$  [Hz] - limite de frequência inferior.

O valor obtido pela equação ( 3.12 ) representa o valor médio quadrático do sinal de ruído. Para transformar em incerteza padrão, o sinal pode ser aproximado para uma distribuição normal com desvio padrão de  $\pm E_N$ .

#### **3.1.4.5 Rejeição da variação da fonte**

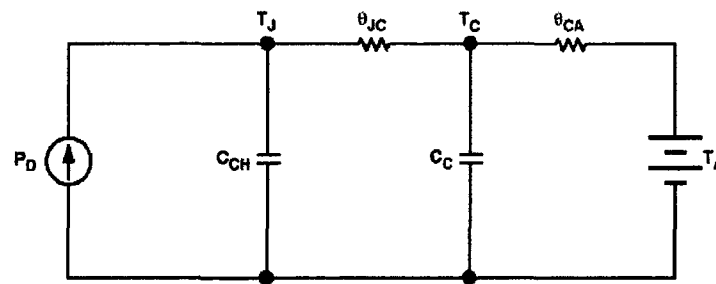
Os transdutores integrados de temperatura são componentes eletrônicos que necessitam de uma tensão de alimentação. Variações nessa fonte podem causar mudanças nos valores de medição, que dependem do circuito de estabilização implementado internamente no transdutor. É indicado nos catálogos como razão de rejeição de variação da fonte (“Power Supply Rejection Ratio” – PSRR). Esse valor depende da máxima variação encontrada na tensão e do valor de PSRR. A forma de avaliação e modelagem desta fonte de incerteza é apresentada na seção 3.2.2.4.

#### **3.1.4.6 Impedância interna**

Os transdutores integrados de temperatura podem ser tratados como fontes dependentes de temperatura. Como toda fonte real, imperfeições interferem no sinal representante da temperatura. Essa avaliação é realizada através da aplicação do teorema de Thevenin aos terminais de entrada do transdutor, resultando em um modelo composto por uma fonte de tensão em série com uma impedância, ou uma fonte de corrente em paralelo com uma impedância. Através da análise de circuitos, determina-se a correspondente parcela da incerteza [36,76].

#### **3.1.4.7 Auto-aquecimento**

Devido à necessidade de alimentação, os transdutores integrados de temperatura possuem geração de calor interno, criando um efeito que aumenta o valor da medição. Esse efeito é chamado de auto-aquecimento e seu valor pode ser estimado através do modelo apresentado na Figura 3.7.



**Legenda:**

$T_J$ – Temperatura da junção	$T_C$ – Temperatura da encapsulamento
$P_D$ – Potência gerada pelo transdutor	$T_A$ – Temperatura do ambiente
$C_{CH}$ – Capacitância térmica da junção	$C_C$ – Capacitância térmica da encapsulamento
$\theta_{JC}$ – Resistência térmica entre junção e encapsulamento	
$\theta_{CA}$ – Resistência térmica entre encapsulamento e ambiente	

**Figura 3.7 – Modelo para avaliação do auto-aquecimento em transdutores integrados de temperatura**

O modelo representa a dissipação do calor gerada na junção para o meio ambiente, em relação ao auto-aquecimento e ao tempo de resposta do transdutor. Os pontos  $T_J$  e  $T_C$  representam a temperatura da junção e do encapsulamento do transdutor integrado de temperatura, respectivamente. A fonte  $T_A$  representa a temperatura que o transdutor está submetido e a fonte de corrente  $P_D$  representa a potência dissipada pelo transdutor [60]. O coeficiente  $\theta_{JC}$  é a resistência térmica existente entre a junção e o encapsulamento e depende basicamente do tipo de material utilizado para encapsular o componente. O coeficiente  $\theta_{CA}$  é a resistência térmica existente entre o encapsulamento e o ambiente, que depende das condições que o transdutor está submetido. Os coeficientes  $C_{CH}$  e  $C_C$  representam a inércia térmica da junção e do encapsulamento e definem a constante de tempo de resposta do transdutor. Através da análise do circuito da Figura 3.7, pode-se determinar a diferença entre o meio de medição ( $T_A$ ) e a temperatura sentida pela junção ( $T_J$ ) e estimar a incerteza criada pelo auto-aquecimento [60].

Alguns fabricantes apresentam os coeficientes  $\theta_{JC}$  e  $\theta_{CA}$  somados para diferentes tipos de meios, como óleo em movimento ou ar parado, facilitando a análise [60]. Entretanto, em virtude da não linearidade dos parâmetros do circuito e da dependência com a temperatura ambiente, esse valor pode diferenciar-se consideravelmente do valor real. Em outros meios de medição, deve-se determinar as características por estimação ou experimentação.

### 3.1.5 Incertezas na interface entre transdutor e o meio de medição

Devido às diferentes características e propriedades encontradas no processo de transferência de calor e massa em cada aplicação, a grandeza temperatura pode apresentar valores que não condizem com a temperatura desejada, por causa da interface entre o transdutor e o meio de medição. Essas incertezas podem atingir valores consideravelmente altos frente a outras fontes de incerteza, mesmo levando em consideração os cuidados necessários para evitá-las. Dessa forma, um estudo do processo de medição e análise baseada nas leis de transferência de calor e massa faz-se necessário para as várias aplicações.

Neste trabalho, esse tema será apenas tratado superficialmente. Uma análise criteriosa de transmissão de calor e massa deve ser realizada, caso a caso, para avaliar as influências das trocas térmicas e determinar valores de correção, se necessário. Entretanto, para auxiliar no processo de análise desses efeitos em sistemas de medição de temperatura, foram identificadas certas literaturas que são relacionadas aqui.

Assim, dentre as literaturas pesquisadas destacam-se os seguintes fenômenos:

- efeitos da instalação nos transdutores;
- dissipação de energia cinética e calor por fricção;
- transiente e resposta de temperatura;

A seguir serão expostas algumas das principais características dessas fontes.

#### 3.1.5.1 Efeitos da instalação nos transdutores de temperatura

Quando colocado no ambiente de medição, o transdutor interage com o meio através de efeitos complexos de transferência de calor. No caso de fluidos, a temperatura é determinada pelo balanço entre o calor trocado por convecção entre fluido e transdutor e o calor trocado por radiação para o fluido e ambiente e por condução nos tubos de proteção e suporte. A análise desse efeito deveria ser realizada para determinar a forma de transmissão e a distribuição de calor ao longo da haste e dos acessórios e sistemas de instalação, de forma a possibilitar a quantificação do erro da medição. Existem análises algébricas simplificadas que podem ser utilizadas para obtenção do erro devido à troca de calor com o ambiente, sob a forma de radiação, convecção e condução [33]. Também pode-se utilizar análise de elementos finitos para obtenção de uma melhor estimativa da incerteza [34]. Sua determinação com baixo grau de incerteza é bastante complexa e depende muito das propriedades físicas do fluido, da velocidade do fluido e do material utilizado para construção do transdutor, entre outras características [34,77].

No caso de medição de temperatura de superfície, a influência de transmissão de calor por radiação e convecção deve ser estudada em conjunto com a condução para determinar essa influência. Nesse caso, existem estudos de caráter experimental [78][79] que determinam o erro de contato e formas de minimizar a sua influência. Em instalação de termopares, a referência [78] determina o efeito de transmissão de calor em diversas formas de instalação e apresenta um coeficiente que relaciona a perda de calor com o ambiente (coeficiente  $Z$ ). Um trabalho apresentado por [79] discute sobre a medição de temperatura em superfícies transparentes e quantifica o erro causado por diferentes materiais translúcidos, indicando a necessidade de estudos específicos para quantificação da influência em diferentes materiais.

### **3.1.5.2 Dissipação de energia cinética e de calor por fricção**

Um transdutor, quando colocado em fluidos em movimento, perceberá um valor de temperatura maior que o valor do ambiente, devido a propriedades e características termodinâmicas do fluido. O efeito pode ser calculado através de um coeficiente que representa o aumento de temperatura sentido pelo transdutor quando imerso, denominado Fator de Recuperação ('Recovery Factor'). Ele depende da velocidade e das características do fluido (quantificadas através do número de Prandtl) e também depende do formato do sensor. O equacionamento e a explicação desse efeito são apresentados em [33] e em [80].

Esse tipo de efeito também foi estudado através de simulação numérica de elementos finitos, como mostrado em [81]. Nessa análise, também foi levado em consideração a variação do formato do sensor e a variação da temperatura de medição. A Figura 3.8 apresenta o resultado de uma análise desse tipo. Esse exemplo trata-se de um transdutor de forma circular colocado transversalmente ao vetor de velocidade, apresentado na figura da esquerda para a direita. Pode-se verificar que ocorre um aquecimento maior na lateral do tubo, devido ao atrito entre o fluido e a interação com a camada limite. O efeito do aquecimento no tubo é determinado pela média das temperaturas ao redor do transdutor, que é tratado como uma parede adiabática. As condições da análise são apresentadas no canto superior da figura.

### Gradiente de temperatura - Transversal

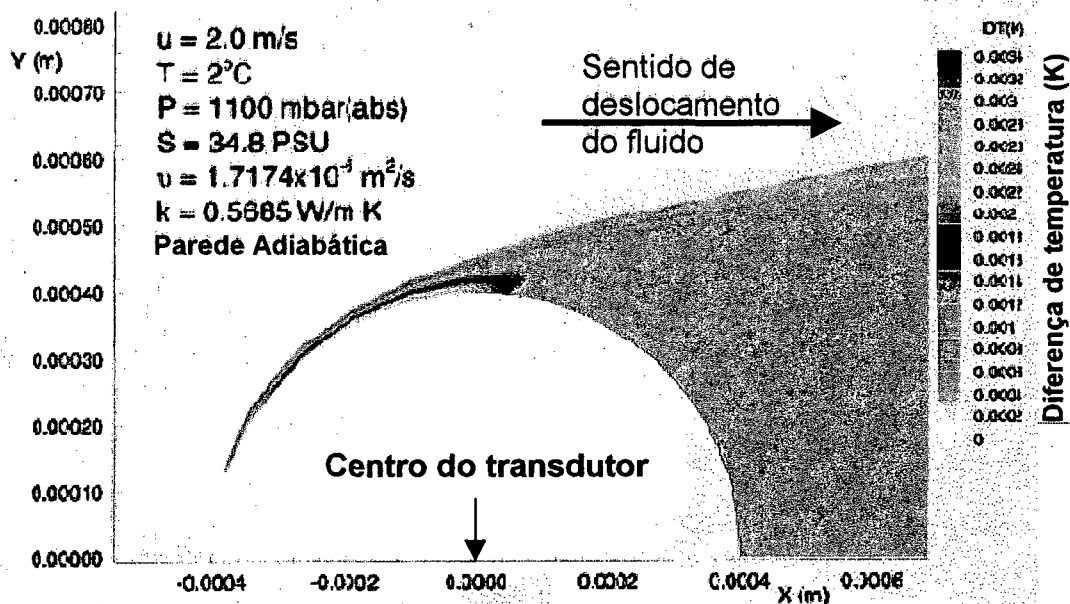


Figura 3.8 - Gradiente de temperatura ao redor de um transdutor submerso em água com fluxo axial [81]

#### 3.1.5.3 Transiente e tempo de resposta dos transdutores de temperatura

Um transdutor, quando submetido a uma mudança de temperatura, terá um tempo de reação para essa mudança que dependerá de suas características físicas, dos materiais utilizados, da montagem, além do formato da mudança da temperatura. A diferença entre a temperatura medida e a temperatura do meio, causada por essa diferença de resposta, é considerada um erro no sinal de medição. Se a medição é realizada após o período transitório, então esse erro pode ser desprezado. Entretanto, existem casos onde essa avaliação deve ser realizada, de forma a determinar o período de tempo mínimo para que o sistema atinja um determinado nível de erro. Para uma resposta brusca de temperatura (um degrau, por exemplo). Pode-se utilizar a teoria de sinais e sistemas para avaliação da resposta do sistema de medição.

A análise do tempo de resposta dos transdutores é apresentada através de análise dinâmica de transferência de calor, de catálogo de fabricante ou pode ser realizada através de experimentação. No caso de uso de análise teórica, a avaliação pode ser realizada com base em equações diferenciais não lineares. A dificuldade está na determinação dos coeficientes utilizados nas equações, que podem não expressar corretamente o material utilizado [33,40]. Os dados apresentados pelos fabricantes dependem da característica do meio e das condições de testes

realizadas. Na grande parte, é apresentado o tempo de resposta em óleo em movimento e em ar [49]. No caso de experimentação, existem ensaios já estabelecidos em norma para avaliação do tempo de resposta em banhos [65], e muitas vezes os ensaios são realizados em campo para melhor avaliar o tempo de resposta do transdutor [33,40].

## **3.2 ALIMENTAÇÃO E CONDICIONAMENTO DE SINAIS**

Nesta seção estão discutidas as fontes de incerteza que incorrem nos componentes auxiliares responsáveis pela alimentação e o condicionamento do sinal do transdutor.

### **3.2.1 Componentes e circuitos de condicionamento**

Os circuitos de condicionamento são redes com componentes eletro-eletrônicos que realizam funções de linearização, zeragem, filtragem, entre outros. Exemplo de estruturas dessa natureza são a ponte de Wheatstone, divisores de tensão, circuitos de linearização com amplificadores operacionais, compensação de ganho e zero com resistores [38,54,82].

A análise desse tipo de configuração é realizada através das teorias de circuitos elétricos e eletrônicos, levando em consideração que os componentes utilizados para realização de circuitos eletro-eletrônicos possuem variações em relação às suas características nominais. Assim, nesta seção as principais características de variação são apontadas, de acordo com o componente utilizado.

#### **3.2.1.1 Resistor**

O resistor é utilizado na maioria dos circuitos eletrônicos, e os principais parâmetros utilizados para especificação são valor nominal, classe de tolerância, máxima tensão de uso e máxima dissipação de potência. Existem os seguintes tipos: resistor fio metálico, resistor de filme metálico fino, resistor de filme metálico e resistor integrado. Em [36] é apresentado cada tipo de resistor e suas vantagens e desvantagens.

Resistores fixos são componentes que idealmente apresentam o valor de resistência constante com o tempo e com o ambiente. Entretanto modificações são observadas com o tempo, aumento da temperatura, umidade, frequência, tensão de trabalho, entre outros. De acordo com essas características, que expressam a estabilidade do componente, define-se a incerteza associada ao valor da resistência.

A seguir são tratados os principais parâmetros que afetam a incerteza do resistor: a tolerância dinâmica, coeficiente de temperatura e o ruído associado.

**a) Classe de tolerância e tolerância dinâmica:**

A classe de tolerância ou tolerância de produção ( $\delta_p$ ) indica a máxima variação encontrada no resistor após fabricação. É apresentada em percentual do valor nominal e é classificado em três classes, como mostrado na Tabela 3.12 [36].

**Tabela 3.12 - Classes típicas de tolerâncias de fabricação de resistores**

<b>Tipo de resistor*</b>	<b>Tolerância de fabricação</b>
Resistores comuns	$\pm 20\%$ , $\pm 10\%$ , $5\%$ ; $\pm 2\%$ ; $\pm 1\%$
Resistores estáveis	$\pm 5\%$ ; $\pm 2\%$ ; $\pm 1\%$ ; $\pm 0,5\%$ ; $\pm 0,25\%$ ; $\pm 0,1\%$
Resistores de precisão	$\pm 1\%$ ; $\pm 0,5\%$ ; $0,25\%$ ; $\pm 0,1\%$ ; $\pm 0,05\%$ ; $\pm 0,025\%$ ; $\pm 0,01\%$

\* terminologia da área elétrica

Entretanto os resistores têm sua resistência modificada de acordo com a temperatura, a umidade e o envelhecimento, apresentando uma variação maior que o valor de tolerância de produção especificado. Para avaliar essa variação, Stanislaw Nowak (e outros) propuseram o uso das chamadas tolerâncias dinâmicas, calculada como a soma da tolerância de fabricação ao resultado de testes de experimentação de longa duração (10000 horas) a condições críticas de calor e umidade. O cálculo da tolerância dinâmica é apresentado em maiores detalhes em [36].

**b) Coeficiente de temperatura da resistência (TCR)**

O coeficiente de temperatura da resistência (TCR) expressa a variação da resistência em relação à variação de temperatura. É estimado por:

$$TCR = \frac{1}{R_0} \frac{R_T - R_0}{T - T_0} \quad (3.13)$$

Como recomendado em [36] baseado na IEC Publ. 115, 1982, os limites de TCR para as diferentes classes de qualidade disponíveis dos resistores são mostrados na Tabela 3.13.



**Tabela 3.13 - Coeficientes de variação do valor nominal com a temperatura do resistor**

Resistores comuns	Resistores estáveis	Resistores de precisão
TCR ppm/K [( $\mu\Omega/\Omega$ )/K]	TCR ppm/K [( $\mu\Omega/\Omega$ )/K]	TCR ppm/K [( $\mu\Omega/\Omega$ )/K]
$\pm 2500$	$\pm 250$	$\pm 25$
-800 a +2500	$\pm 100$	$\pm 20$
$\pm 1000$	$\pm 50$	$\pm 15$
-400 a -1000	$\pm 25$	$\pm 10$
$\pm 500$	$\pm 15$	$\pm 5$

Deve-se observar que dependendo do tipo de resistor utilizado, a relação entre temperatura e resistência pode ter diferentes comportamentos. Os resistores de fio e filme metálico fino são constantes ou com coeficiente positivos de temperatura. Os resistores de carbono são negativos ou constantes com a temperatura, enquanto os resistores de filme metálico de ruthenium têm uma resposta parabólica [36]. Quando essa fonte de incerteza torna-se significativa, um maior número de informação deve ser utilizado para avaliar a dependência com a temperatura.

### c) Ruído

O ruído encontrado em resistores é provocado por duas componentes [36]: ruído térmico e o ruído de corrente.

O ruído térmico possui a mesma forma de tratamento apresentada na seção 3.1.2.6 .

O ruído de corrente, conhecido também como ruído estrutural ou ruído “flicker” ocorre nos resistores quando submetidos a uma tensão contínua. A corrente contínua possui flutuações decorrente do movimento dos elétrons em meio descontínuo e depende da estrutura do elemento resistor (meio de condução) e da tensão aplicada sobre ele [37]. O ruído “flicker” afeta os resistores de filme metálico fino, de carbono e resistor de filme, mas não influencia os resistores de fio metálico, devido a estrutura cristalina do metal [36]. A densidade do ruído ( $V_{iRMS}$ ) é determinada da seguinte forma:

$$\frac{V_{iRMS}}{\Delta f} = c \cdot f^{-\gamma} \cdot V^{\alpha} \quad (3.14)$$

onde:  $c$  é uma constante que depende do resistor;

$\gamma$  varia entre 0,98 a 1,2; se esse valor assume  $\gamma = 1$ , o ruído é chamado 1/f;

$\alpha$  varia entre 1 e 2 e depende da estrutura do resistor;

$V$  [V] tensão aplicada sobre o resistor;

$f$  [Hz] é a frequência a ser avaliada;

$\Delta f$  [Hz] é a banda de frequência.

A tensão total apresentada pelo resistor pode ser calculada como a soma algébrica do ruído térmico e do ruído de corrente [36]. Entretanto, como a probabilidade de haver soma é muito baixa, pode-se avaliar como a média quadrática entre as duas componentes, sendo um valor mais provável do ruído [83].

### **3.2.1.2 Capacitor**

O capacitor é utilizado em circuitos de medição para reduzir ruídos existentes em componentes e circuitos, compensação, regulação e estabilização de tensões, dentre outras funções. Devido a necessidade de utilizar componentes de grande estabilidade, somente capacitores fixos tipo classe 1 (estáveis com o tempo e temperatura) deveriam ser utilizados para as tarefas acima [36].

#### **a) Tolerância**

De maneira similar aos resistores, os capacitores também apresentam tolerância de fabricação e desvio ao longo do tempo, definindo o conceito de tolerância dinâmica. As tolerâncias de produção dos capacitores são  $\pm 0,25\%$ ,  $\pm 0,5\%$ ,  $\pm 1\%$ ,  $\pm 2\%$ ,  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$  e  $\pm 20\%$ . Segundo [36], a estabilidade máxima permitida por esses componentes após teste é de 3%.

#### **b) Coeficiente de temperatura do capacitor (TCC)**

O coeficiente de temperatura varia de acordo com o tipo de construção, a capacitância e as dimensões do capacitor. Esse valor é apresentado pelo fabricante, de acordo com cada tipo de capacitor.

#### **c) Resistência de isolamento**

Os capacitores possuem, apesar de bastante elevada, uma resistência entre seus terminais, gerando as correntes de fuga que modificam valores do circuito. A sua influência pode ser modelada como uma resistência em paralelo com a sua capacitância.

### **3.2.1.3 Componentes semicondutores: diodos e transistores**

Em geral, quando regras básicas de projeto são empregadas, esses componentes têm sua interferência no funcionamento da cadeia de medição minimizada. Entretanto, quando isso não é

levado em consideração, ou mesmo quando o projeto não consegue reduzir sua interferência a níveis aceitáveis, um estudo detalhado dessa influência deve ser realizado. Preliminarmente pode-se apontar os seguintes modelos utilizados para modelagem de componentes semicondutores: 1ª, 2ª e 3ª aproximações de modelo de diodo [84,85], modelo de Boyle e pólos/zeros para transistor de junção bipolar (BJT) [86,87], modelo do Spice para transistores FET e MOSFET [88].

Estes componentes podem apresentar não idealidades como correntes de fuga, não linearidades na característica de resposta, ruídos, desvio de tensões, exigindo um estudo mais cuidadoso de sua influência no circuito. Para maiores informações, deve-se consultar [84,85,89].

### **3.2.1.4 Redes de resistivas de linearização e condicionamento**

As redes resistivas são utilizadas para linearizar e condicionar o sinal de saída para posterior amplificação e aquisição do sistema de medição. Para circuitos de temperatura, as seguintes configurações são facilmente encontradas para medição de temperatura: a) Resistores série e paralelo [40], b) Ponte de Wheatstone [49], c) 2, 3 e 4 fios (Conexão Kelvin) [49], d) conversor de temperatura/frequência [90,91], e) Circuito de diferenças (Anderson Loop) [92].

A análise desses circuitos pode ser realizada através da avaliação individual de cada componente encontrado na cadeia ou pela análise de todos os elementos em conjunto, determinando as perdas por depleção em resistências, tolerância, variação da temperatura e ruído. Dependendo da forma que o circuito é projetado, somente a análise global deve ser realizada, especialmente quando existem grandezas correlacionadas.

## **3.2.2 Fontes de alimentação e de referência**

Uma fonte é empregada para excitar os transdutores ou servir de referência de tensão para circuitos amplificadores e conversores analógicos e digitais. As fontes podem ser de tensão ou de corrente. As de tensão são mais comuns, devido à maior facilidade de obtenção de tensões estáveis do que de correntes. Esse componente possui as seguintes fontes de incerteza:

### **3.2.2.1 Erro máximo admissível (tolerância)**

O erro máximo admissível ou tolerância segundo a nomenclatura de fabricação, é considerado como a máxima variação encontrada no valor nominal de uma fonte de excitação entre diferentes componentes. Esse desvio é decorrente de variações apresentadas no processo de fabricação da fonte e apresenta-se sob a forma de porcentagem (%) ou banda ( $\pm$ ) [93].

### 3.2.2.2 Estabilidade

Essa fonte de incerteza é causada por modificações no valor nominal em decorrência do “envelhecimento” do componente. É também apresentada como variação do componente com o tempo. A variação depende do modo de uso, das condições do processo de fabricação e do ambiente, entre outros. Geralmente o fabricante fornece a variação média encontrada em testes de longa duração (normalmente 1000 h) do componente a uma determinada temperatura (normalmente 25°C). Por outro lado, essa especificação não representa um aumento acumulativo em um dispositivo comum. Assim, alguns fabricantes propõem a estimativa da variação esperada do componente, dividindo o desvio pela raiz quadrada do intervalo de interesse [94].

Essa estimativa pode ser grosseira e, em casos onde essa fonte de incerteza seja importante, uma avaliação experimental talvez se faça necessária.

### 3.2.2.3 Deriva com a temperatura

A temperatura tem influência direta no valor do componente, podendo assumir diferentes valores ao longo da faixa de temperatura especificada e variar de componente para componente. Para ser possível apresentar essa influência, é comum fabricantes apresentarem essa característica de duas formas: Método da Caixa e Método do Borboleta.

- a) Método da Caixa (“Box Method”): a variação da temperatura é determinada pela inclinação da diagonal de uma caixa delimitada pela faixa de temperatura e pelo valor máximo e mínimo encontrados nesse intervalo. A Figura 3.9.a) ilustra a obtenção desse valor. Entretanto, devido à grande variabilidade dos componentes, alguns fabricantes ainda fornecem um valor médio obtido de uma análise estatística, como mostrado na Figura 3.9 b) [93].

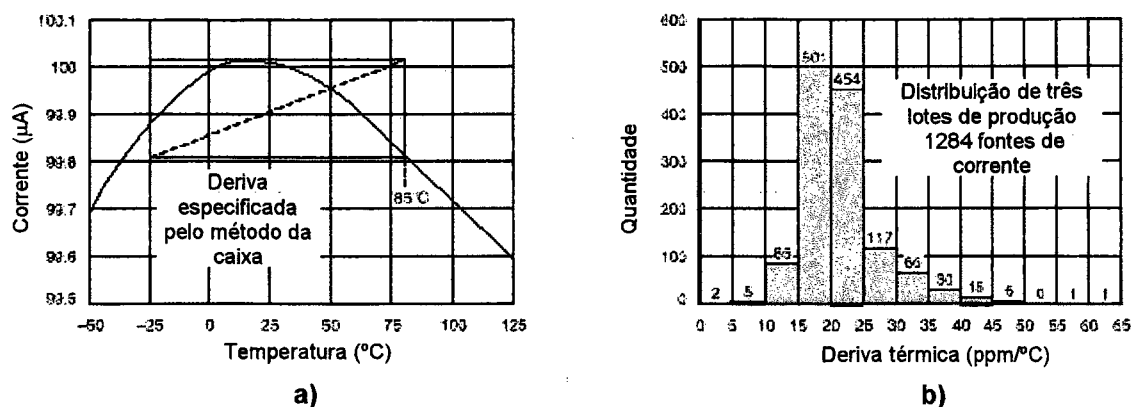
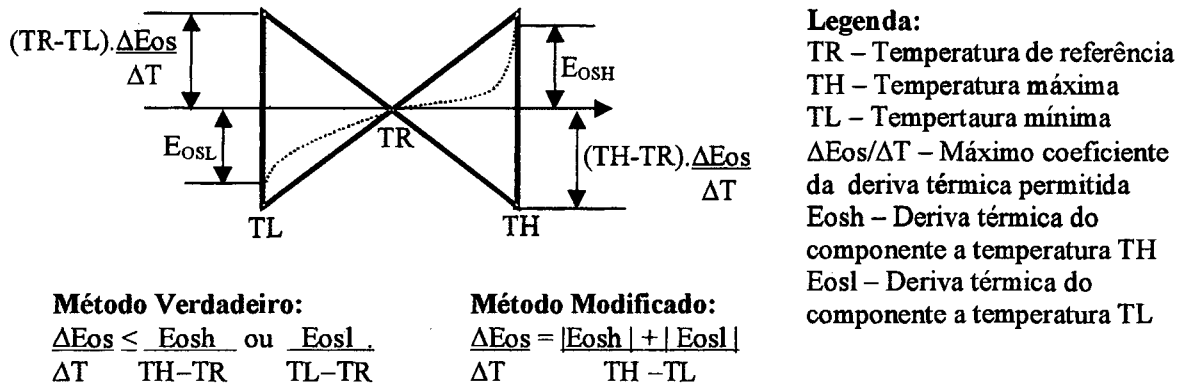


Figura 3.9 – Definição do método da caixa para determinação da deriva com a temperatura

- b) Método da Borboleta (“Butterfly Method”): determina a variação da temperatura através da estipulação de 3 (ou mais) pontos de medição, geralmente a 25°C e nos extremos da faixa de temperatura. Dependendo da forma de cálculo utilizada, esse método pode ser considerado o Método da Borboleta Verdadeiro ou Método da Borboleta Modificado [95]. A Figura 3.10 ilustra os dois métodos.



**Figura 3.10 – Definição do método da borboleta para determinação da deriva com a temperatura**

Através do coeficiente de temperatura é, então, possível estimar a variação da fonte através da faixa de temperatura a que o componente será submetido. Entretanto essa estimativa pode ser bastante conservativa se a faixa de temperatura é pequena, uma vez que a variação é maior nos extremos da faixa [96].

#### 3.2.2.4 Rejeição à variação da alimentação

Variações da tensão de alimentação da fonte causadas pelo processo de retificação podem acarretar oscilações na saída, geralmente de 120 Hz. Entretanto, as fontes geralmente possuem circuitos que auxiliam a rejeição dessas variações [75].

A rejeição a variação da alimentação (“Power Source Rejection Ratio” - PSRR) é geralmente apresentada nas especificações através da seguinte equação:

$$PSRR = 20 \log \left| \frac{\Delta V_f}{\Delta V_o} \right| \quad (3.15)$$

Para avaliar essa fonte de incerteza, é necessário determinar a máxima variação que poderá ser encontrada na alimentação da fonte ( $\Delta V_f$ ) e utilizar a equação:

$$\Delta V_O = \frac{\Delta V_f}{\frac{PSRR}{10^{20}}} \quad (3.16)$$

Essa fonte de incerteza é aqui modelada como a influência de uma fonte de tensão de valor igual a  $\Delta V_O$  em série com a tensão especificada pelo componente. No caso de fontes de corrente real, o modelo pode ser representado como fonte de corrente ideal em paralelo.

### 3.2.2.5 Impedância interna

A impedância interna da fonte de excitação é modelada como uma resistência em série com a fonte de tensão ou em paralelo para uma fonte de corrente. A quantificação dessa influência é determinada pela perda por depleção existente entre a impedância interna e a impedância equivalente dos terminais de saída da fonte [76,85].

### 3.2.2.6 Ruído

Em fontes de excitação, o ruído é criado pelos componentes internos existentes, como resistores e semicondutores. Esta fonte de incerteza é determinada da mesma maneira apresentada na seção 3.1.4.4.

## 3.2.3 Amplificador

A amplificação é utilizada para aumentar a energia do sinal a ser medido. Existem diversas tecnologias utilizadas para composição de um amplificador e os seguintes tipos de amplificadores são os mais conhecidos: amplificador implementado com amplificador operacional; amplificador de instrumentação; amplificador ‘chopper stabilized’ [85].

As fontes de incerteza decorrentes do amplificador tratadas a seguir são baseadas na premissa que as principais regras de projeto foram levadas em consideração. Dessa forma, problemas como saturação do amplificador não são tratados.

### 3.2.3.1 Variação do ganho

Dependendo do tipo de amplificador utilizado, o valor do ganho pode ser definido internamente ou é determinado externamente por resistores. A forma de cálculo do ganho pode ser encontrado em diversas literaturas [84,85,89].

O ganho pode sofrer variações em relação ao seu valor nominal e em relação à variação da temperatura. O seu valor é determinado por análise de especificações em catálogo do fabricante, através de análise de circuitos na configuração de amplificação ou através de calibração [97].

### **3.2.3.2 Tensão de offset**

A tensão de offset é o resultado do desbalanceamento existente nos amplificadores diferenciais do estágio de entrada [36]. Essa tensão pode ser modelada como uma fonte de tensão em série com o sinal de entrada e a sua incerteza é proveniente dessa interação [95].

Deve ser destacado que, em alguns amplificadores, essa especificação é dividida em duas partes: uma parte referente à entrada e outra à saída. Essa condição ocorre devido à dependência de alguns amplificadores com o ganho [97]. Em geral, os amplificadores chaveados (chopper amplifier) possuem o menor valor de tensão de offset [85].

### **3.2.3.3 Corrente de bias e offset**

Correntes de bias são correntes que fluem nos terminais de entrada do amplificador, e que quando passam em fontes de impedância geram tensões que interferem no sinal de medição, da mesma forma que uma tensão de modo comum de pequena amplitude. Essa fonte de incerteza é geralmente pequena em componentes com boa razão de rejeição de modo comum. Entretanto, se existe um desbalanceamento nas resistências da entrada inversora e não inversora, a influência será dada pela corrente de bias multiplicada pela diferença de impedâncias [95,97].

Por outro lado existe a corrente de offset, que é a diferença encontrada entre as duas correntes de bias. Essa diferença gera uma tensão de amplitude definida pela corrente de offset multiplicada pela impedância de entrada. A corrente de offset é utilizada geralmente, em lugar das correntes de bias, na modelagem de circuitos que podem ser considerados balanceados [97].

### **3.2.3.4 Razão de rejeição de modo comum**

A tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ) é definida como a média entre as tensões dos dois terminais de entrada. Ao aplicar essa tensão na entrada de um amplificador diferencial real, aparecerá na saída do amplificador uma tensão proporcional a  $V_{cm}$  adicionada à tensão de entrada. A capacidade de rejeição do amplificador é denominada razão de rejeição de modo comum (“Common Mode Rejection Ratio” – CMRR) e é apresentada em decibel (dB). O cálculo do valor de variação de tensão da saída ( $\Delta V_{cm}$ ) do amplificador pode ser determinado através da equação:

$$\Delta V_{cm} = \frac{V_{cm} \cdot G}{\frac{CMRR}{10^{20}}} \quad (3.17)$$

onde: G – Ganho do amplificador

Essa influência pode ser quantificada através da determinação da tensão de modo comum e do valor de CMRR. Entretanto, deve-se chamar a atenção para o decréscimo do valor de CMRR com o aumento da frequência de entrada. Assim, certas frequências como, por exemplo, 60 Hz podem ter influências consideráveis no sinal de saída, devido à redução do CMRR com o aumento da frequência. Uma análise para as frequências mais elevadas deve ser realizada.

### 3.2.3.5 Ruído

O ruído em amplificadores é tratado da mesma forma que apresentada na seção 3.1.4.4.

### 3.2.3.6 Impedância de entrada e saída

Em relação às impedâncias equivalentes, um amplificador pode ser modelado de acordo com o teorema de Thevenin aplicado às entradas do amplificador [84]. A influência dessa fonte é determinada pela interação entre as impedâncias do amplificador e as impedâncias dos blocos anteriores e subsequentes. A análise de circuitos baseada na lei de Ohm e malhas pode ser utilizada para determinar a sua influência [84,98].

### 3.2.3.7 Razão de rejeição da fonte

Como apresentado na seção 3.2.2.4, a variação da fonte de alimentação influencia no valor de saída do amplificador, sob a forma de oscilações de baixa frequência. A forma de cálculo e os comentários apresentados para fontes de excitação são também válidos para amplificadores.

## 3.2.4 Multiplexadores

O multiplexador tem a função de permitir que sinais analógicos possam ser transmitidos por um único canal, através de chaveamento de diversas entradas. Este tipo de característica ocorre quando uma grande quantidade de sinais de medição necessitam ser convertidos por um único conversor digital.

Existem dois tipos usuais de chaves: o relé e a chave semicondutora [99].

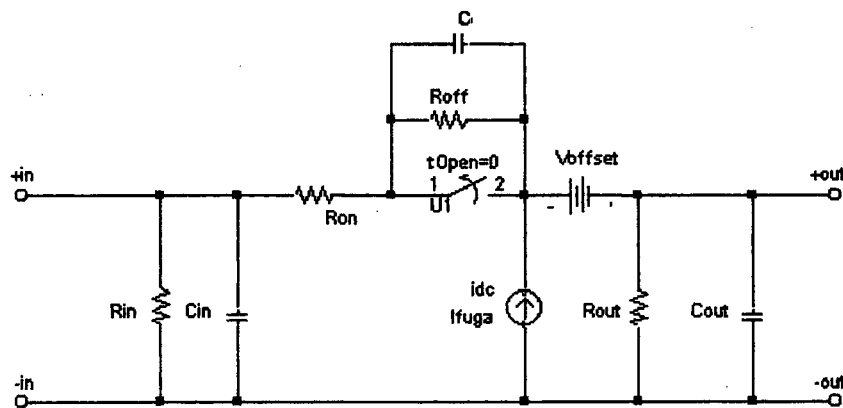
O relé é um componente eletromecânico que, uma vez excitado por uma corrente elétrica em seu núcleo, fecha (ou abre) seus contatos. São mais lentos, devido à inércia mecânica própria de



sua construção, mas possuem a vantagem de ter baixa resistência de contato, pequena corrente de fuga e não sofre influência da tensão de modo comum. Dentre os relés destacam-se para essa função os relés eletromecânicos, 'reed switch' e o 'reed switch' com mercúrio [99].

As chaves semicondutoras, ou relés de estado sólido, são compostas por componentes semicondutores e, da mesma forma que os relés, fecham (ou abrem) os contatos de acordo com um sinal de comando. Por ser um componente integrado, ele ocupa pouco espaço em placa, são silenciosos, não possuem problemas de desgaste e possuem um tempo de acionamento pequeno. Alguns componentes podem apresentar uma considerável corrente de fuga, gerando erros nos sinais de medição [99].

O modelo desse componente pode ser visualizado na Figura 3.11 [99-101].



**Legenda:**

$R_{in}$  e  $R_{out}$  – Resistência de entrada e saída

$R_{on}$  e  $R_{off}$  – Resistência de chave ligada e desligada

$V_{offset}$  – Tensão de offset da chave

$C_{in}$  e  $C_{out}$  – Capacitância de entrada e saída

$C$  – Capacitância de chave

$I_{fuga}$  – Corrente de fuga

**Figura 3.11 – Modelo de fontes de incerteza de uma chave multiplexadora**

As fontes de incerteza para esses componentes são mostradas a seguir.

### 3.2.4.1 Resistência das chaves

De acordo com o modelo mostrado na Figura 3.11, a chave possui uma baixa resistência quando fechada e uma alta resistência quando aberta. Essa característica proporciona perdas gerada pelo produto da corrente e a resistência da chave, causando um erro no sinal de medição.

Esse valor de resistência é mais pronunciado em relés semicondutores, onde a resistência pode atingir valores superiores 200  $\Omega$  e varia com a tensão e com a forma de alimentação. [91]. As resistências de contato também variam em relação ao valor de resistência entre chaves, sendo essa informação utilizada quando for realizada a medição diferencial [99].

#### **3.2.4.2 Corrente de fuga**

As chaves multiplexadoras apresentam correntes, gerada por circuitos internos, que interferem no sistema de medição. Através da análise de circuitos aplicada ao modelo apresentado na Figura 3.11 em conjunto com os circuitos de entrada e saída, pode-se determinar a influência dessa fonte de incerteza. A corrente de fuga pode ter grande influência quando interage com resistências externas altas [91].

#### **3.2.4.3 Tensão termoeletrica**

Se analisado somente o componente, esse efeito é encontrado somente em relés mecânicos. Entretanto, no caso de placas ou cartões, tanto as baseadas em relés mecânicos como semicondutores apresentam tensões termoeletricas. As tensões termoeletricas ocorrem devido à junção de diferentes metais na construção das chaves. A interferência consiste em adicionar uma tensão que depende da variação da temperatura da junção. Essa fonte de incerteza pode ser avaliada pelo procedimento descrito na seção 3.1.1.4, ou através de experimentação [99].

#### **3.2.4.4 Impedância de entrada e saída**

As chaves apresentam também impedâncias equivalentes relativas ao canal de entrada e saída e são apresentadas na Figura 3.11. Essa forma de influência é tratada da mesma maneira que exposta na seção 3.2.2.5.

#### **3.2.4.5 Isolação entre chaves (“crosstalk”)**

Devido ao processo de chaveamento e construção interna do componente, um canal de medição pode afetar outros canais. Esse efeito é denominado isolamento entre chaves ou “crosstalk” e é determinado através da equação [99]:

$$\Delta V_o = \frac{V_{test}}{\frac{Crosstalk}{10^{20}}} \quad (3.18)$$

onde:  $V_{test}$  [V] - a tensão aplicada em um canal qualquer;

$\Delta V_o$  [V] - a tensão existente no canal em virtude da aplicação da tensão  $V_{test}$ ;

Crosstalk [dB] – Capacidade de isolamento (crosstalk do canal)

Através desse valor pode-se estimar a incerteza inserida pelo crosstalk.

### 3.2.5 Conversão analógico-digital

Os conversores analógico-digitais são responsáveis por transformar os sinais de temperatura em valores que permitam o processamento em sistemas digitais. Existe uma grande quantidade de tecnologias e topologias de conversores. Entretanto, três tipos, se destacam sobre os demais para a medição:

- conversores de aproximação sucessivas;
- integrador (“dual slope”);
- delta-sigma.

O conversor de integração é superior em linearidade, exatidão e resolução, mas apresenta baixa velocidade de conversão. Os conversores de aproximação possuem vantagem de possuir maior velocidade de conversão. E, quando deseja-se aliar baixa incerteza com alta velocidade de medição, os conversores delta-sigma são os mais indicados, tornado-se bastante utilizados nos últimos anos.

A seguir serão tratados as principais fontes de incerteza inerentes de conversores analógico-digitais.

#### 3.2.5.1 Erro de quantização do conversor

O erro de quantização refere-se ao máximo desvio encontrado em um conversor entre o sinal analógico e o sinal digital obtido na saída. A curva de erro geralmente apresenta a forma de um dente de serra, com amplitude igual a  $\pm\text{LSB}$  (“Least Significant Bit” - bit menos significativo). O valor de LSB é determinado pela resolução do conversor [91].

A resolução é o menor valor de tensão que pode ser digitalizado pelo conversor. Esse valor pode ser apresentado sob a forma de número de bits ou dígitos.

O número de bits relaciona a resolução (incremento digital) com a faixa de operação (analógica) através da equação (3.19):

$$ID = \frac{FO}{2^n} \quad (3.19)$$

onde: ID – Incremento digital do conversor

FO - Faixa de operação [V]

n - Número de bits

Por exemplo, um conversor de 12 bits possui uma resolução de  $1/4096$  da faixa de operação [102].

O número de dígitos representa o número de algarismos significativos que podem ser determinados pelo conversor. Devido a mecanismos internos, o conversor pode apresentar ainda um dígito extra que pode assumir o valor de 0 ou  $\pm 1$ , denominado meio dígito. Assim, um conversor de  $4\frac{1}{2}$  dígitos pode mostrar valores entre  $\pm 19999$ . Nesse caso, a resolução é definida também pelo valor da escala utilizada [62].

### **3.2.5.2 Erro de ganho**

O ganho de um conversor analógico-digital é o coeficiente angular da característica de resposta do conversor. O erro de ganho é a diferença encontrada no valor nominal do coeficiente angular da característica de resposta do transdutor.

Essa incerteza pode ser apresentada de duas formas: uma através da determinação do máximo desvio encontrado no coeficiente angular, geralmente apresentado sob a forma de porcentagem do valor medido, outra pelo erro máximo encontrado em toda a faixa de trabalho, que geralmente está situado no final da faixa, quando compensado o offset [91].

Por outro lado, alguns conversores apresentam ganho que depende de uma tensão de referência, utilizada para determinar a escala do conversor. Nesse caso a incerteza causada pelo erro de ganho é definida pela diferença causada pela tensão de referência na característica de resposta.

### **3.2.5.3 Erro de linearidade**

O erro de linearidade é considerado a máxima diferença entre a característica de resposta do transdutor e uma reta ideal. Ele é apresentado de diversas formas, sendo que a mais encontrada é a especificação pela máxima diferença da curva ideal obtida por mínimos quadrados com zero fixo ou mínimos quadrados da resposta do conversor. Uma análise da folha de dados pode indicar a forma de avaliação dessa incerteza [38].

O fabricante também pode apresentar essa informação dividida em outros coeficientes como a não-linearidade diferencial, que é a medida de quão uniforme os passos da resposta do conversor se apresentam, ou a não-linearidade integral, que determina o máximo entre o centro do degrau ideal em relação ao degrau do conversor. Nesse caso, deve-se separar e identificar o coeficiente que mais expressa esse tipo de incerteza [91].

#### **3.2.5.4 Outras fontes de incerteza**

Como no amplificador (seção 3.2.3), os conversores analógicos/digitais também são influenciados pela tensões e correntes de offset, deriva com a temperatura, deriva ao longo do tempo, ruído, rejeição a variação da alimentação (PSRR). As formas de tratamento são os mesmos apresentados na seção 3.2.3.

### **3.2.6 Outras fontes importantes de incerteza em sistemas de medição**

#### **3.2.6.1 Cabos de ligação**

Os cabos utilizados para medição de temperatura podem apresentar influência na medição, dependendo das distância entre o transdutor e a unidade de tratamento de sinal. Em geral, o modelo dos cabos é representado por uma resistência em série que varia de acordo com a distância do cabo, a área da seção transversal do fio e tipo de fio. Em sistemas onde a frequência torna-se mais elevada (acima de 1 kHz), circuitos compostos por resistência e capacitância tornam o sistema melhor modelado. Para maiores informações consultar [62,98,103].

#### **3.2.6.2 Blindagem, aterramento e “guarding”**

Problemas de blindagem, aterramento e “guarding” fazem com que o sinal de medição se modifique de forma bastante difícil de quantificar devido à grande dependência das características, do local de medição e instalação. Nesse caso, cuidados devem ser tomados para minimizar a influência dessas fontes de incerteza, tornando-a desprezível. Apesar de ser de grande importância, não é tratado nesse trabalho, devido ao fato da quantificação a priori dessa fonte de incerteza ser bastante difícil e depender muito da montagem do sistema de medição. Pode-se obter maiores informações em [63,104].

### **3.3 PROCESSAMENTO DE INFORMAÇÕES**

No caso de sistemas automatizados, após a conversão analógica-digital, o sinal é transferido para o computador e posteriormente convertido e mostrado para o usuário através das diversas formas de apresentação.

Durante a transferência da informação, o sinal de medição não possui incertezas associadas e somente ocorrerão modificações em caso de corrupção causada por ruídos ou problemas similares, dificultado uma quantificação dessa incerteza. Esse tipo de problema está fora do escopo do trabalho, mas informações extras podem ser encontradas em [105].

Por outro lado, no tratamento da informação e na apresentação no computador, identificam-se algumas fontes de incerteza que afetam o resultado de medição. Nessa seção são tratadas as duas principais formas de incerteza encontradas no processamento de informação: arredondamento e truncamento e ajuste para determinação da temperatura.

### 3.3.1 Arredondamento e truncamento

O arredondamento e o truncamento são operações realizadas no valor de medição, de forma a possibilitar a representação de um valor de medição em um sistema com precisão numérica limitada. A diferença entre as duas técnicas encontra-se no ponto de transição entre dois estados, sendo o arredondamento posicionado na metade do valor do bit menos significativo e o truncamento no final do bit menos significativo [106].

Em geral, devido ao grande número de casas decimais disponíveis em computadores, essa fonte de incerteza é na maioria da vezes desprezível, quando garantido que o programa não possui erros causados pela realização de operações sob resolução limitada [106]. Assim, em alguns sistemas microcontrolados de 8 bits, pode-se haver perda considerável de informação. Nesse caso uma análise mais detalhada deve ser realizada para quantificar a sua influência.

### 3.3.2 Algoritmo para determinação da temperatura

Para apresentar o valor da temperatura medida, algoritmos internos são utilizados para realização da conversão entre o valor digital e o valor em temperatura. Alguns algoritmos foram identificados para a realização da conversão de temperatura :

**a) interpolação:** consiste na utilização de uma tabela composta de diversos pontos ao longo da faixa de medição e, através de um polinômio ajustado entre pontos, determinar valores intermediários da temperatura medida [106];

**b) equação de conversão:** consiste na utilização de uma função para converter o valor digital em temperatura. A equação é determinada de acordo com a característica do componente a ser linearizado, podendo assumir polinômios de  $n$ -ésima ordem [107], raiz quadradas [56] ou funções exponenciais e logarítmicas [108]. Os coeficientes são geralmente determinados por valores de tabelas, de literaturas ou por regressão utilizando mínimos quadrados;

**c) outras técnicas particulares:** existem outras formas de realizar a conversão para temperatura, baseadas em procedimentos que podem misturar as técnicas acima. Um exemplo apresentado pela Hewlett Packard (HP) e implementado no HP 3054 [49], consistem em utilizar

valores tabulados padronizados e realizar interpolação com um polinômio de 3ª ordem entre 3 pontos da tabela.

A avaliação dessa fonte de incerteza pode ser realizada pela seguinte forma: determina-se a resposta ideal do sistema de medição através da análise do sistema de medição com o polinômio linearizador mais completo e, através da utilização do algoritmo a ser avaliado, determina-se a máxima diferença entre os polinômios.

### **3.4 INSTRUMENTOS COMPOSTOS**

Para facilitar a implementação de sistemas de medição de temperatura, diversos fabricantes desenvolveram equipamentos que reúnem as diversas funções dos componentes tratados nas seções 3.2 e 3.3. Esses instrumentos são agrupados em 3 grandes grupos com características comuns: placas de aquisição, multímetros digitais e mostradores de temperatura (conhecidos comercialmente como “termômetros digitais”).

Para os três instrumentos aqui denominados compostos, a avaliação das fontes de incerteza é realizada de maneira similar. Assim, a seguir estão apresentadas conjuntamente as principais características desses instrumentos para auxiliar na avaliação da incerteza.

#### **3.4.1 Placas e sistemas de aquisição de sinais**

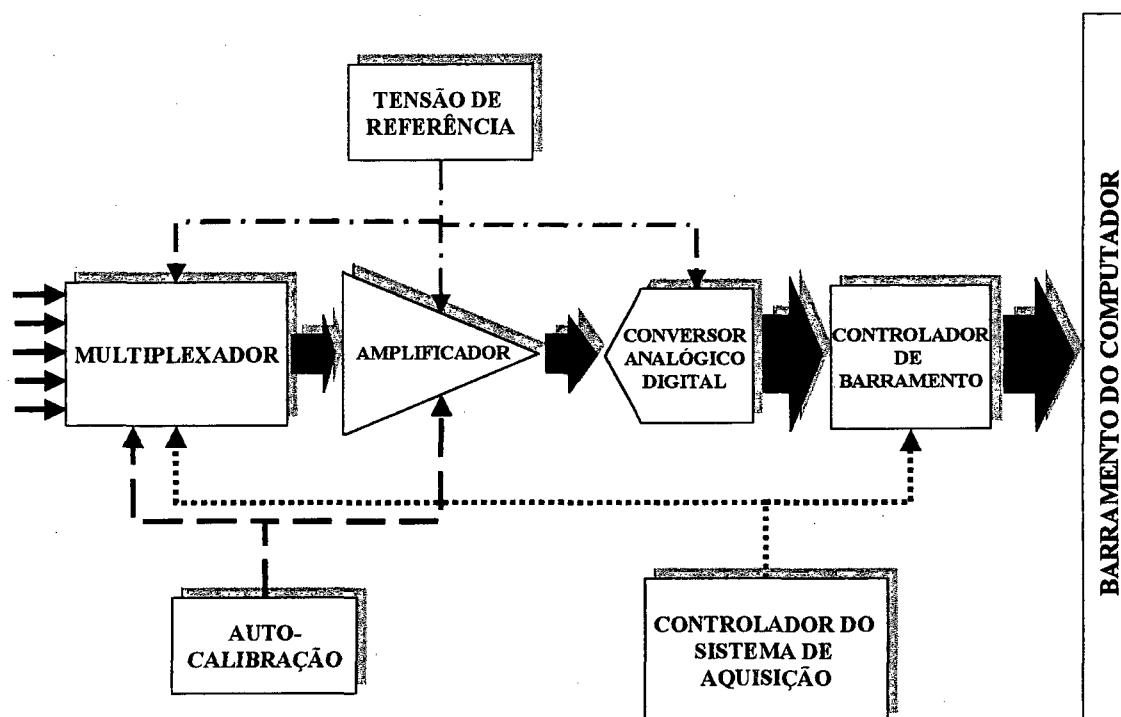
São sistemas integrados de aquisição de sinais para computadores. Possuem internamente circuitos de compensação, referência e tratamento de sinal que melhoram a qualidade das medições. Em geral permitem uma comunicação mais rápida com o computador, por estarem ligados diretamente ao barramento [91]. Podem ser encontrados como placas de aquisição de sinais, conectadas diretamente no soquete interno do computador [109], ou como um sistema modular de aquisição, composto de placas que conectam-se a um barramento de instrumentação padronizado como o VXI [109,110] ou o PXI [109]) que se comunica com o computador através das interfaces RS-232 ou GPIB.

As placas de aquisição permitem a aquisição de diversos sinais analógicos, algumas chegando a 32 canais (multiplexados). Também incorporam outros blocos importantes para a aquisição e controle de processos como contadores e temporizadores, entradas e saídas digitais e conversores digital-analógicos [109,110].

As placas de aquisição podem ter diferentes tipos de conversores analógico-digitais. Os mais comuns são: aproximação sucessiva, dupla rampa, delta-sigma [109,110]. A taxa máxima de

aquisição e a resolução requerida pela aplicação determinam o tipo de placa a ser utilizada. A Figura 3.12 ilustra a topologia comumente encontrada em placas de aquisição.

Algumas placas de aquisição são otimizadas para a medição com transdutores de temperatura, com escala própria para a medição com termopares com circuitos de junta de referência incorporada, medição de resistência a 2 e 4 fios para termorresistores ou termistores [109,110].



**Figura 3.12 – Topologia de uma placa de aquisição de dados**

### 3.4.2 Multímetros digitais

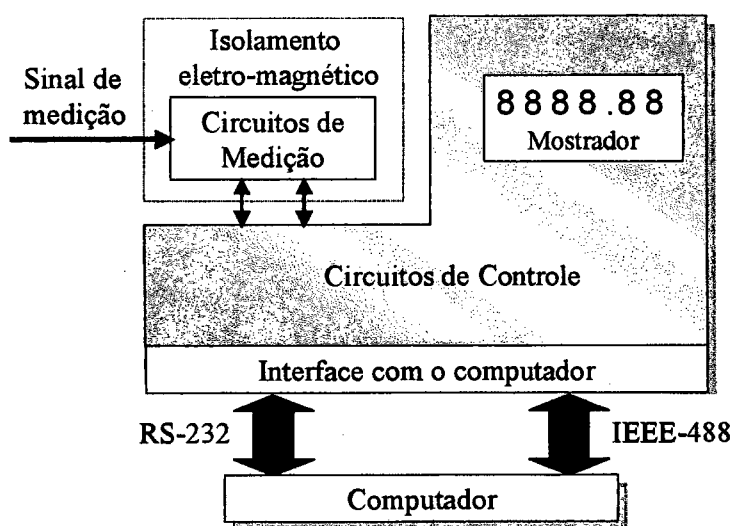
Os multímetros digitais, ou também conhecidos como DMM (“Digital Multimeter”), são usados na indústria como aparelhos universais para medição de diversas grandezas elétricas, tais como tensão, corrente ou resistência. Para a termometria, os multímetros digitais podem ser utilizados para aquisição e apresentação do valor de medição, sendo considerados os módulos conversão analógica-digital [38,69].

Embora vários modelos apresentem o valor da temperatura na grandeza medida, (tensão/resistência) em alguns modelos, o valor de medição pode ser convertido para temperatura através de polinômios padrões existentes internamente no próprio aparelho. O algoritmo de conversão pode diferenciar de modelo para modelo.



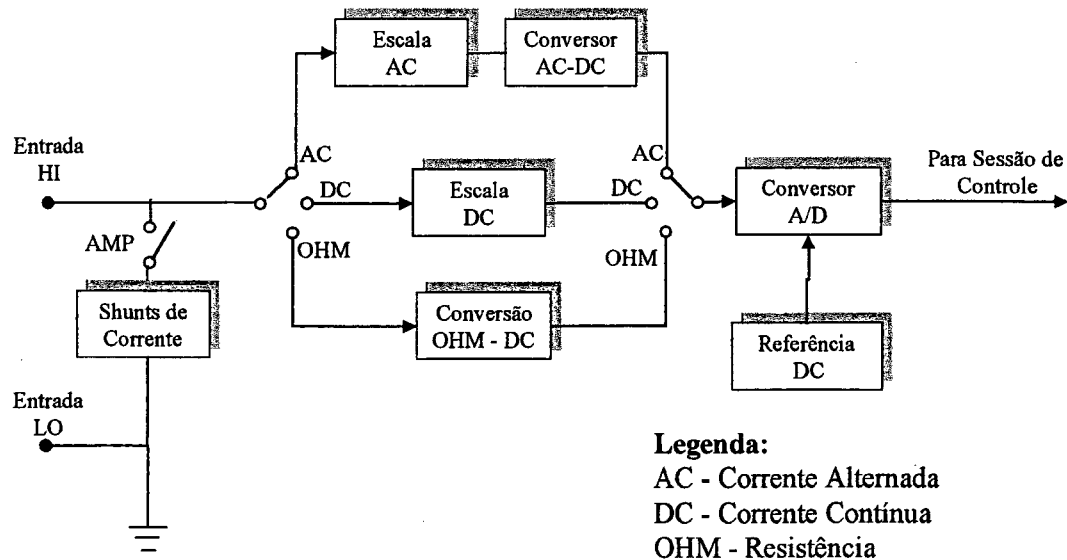
Os multímetros digitais apresentam a seguinte topologia interna (Figura 3.14):

- circuito de Medição: onde é realizada a aquisição do sinal. É isolado das demais partes do equipamento para evitar ruído e interferência provenientes dos circuitos digitais;
- circuito de controle: monitora e determina o princípio de funcionamento do equipamento. Também possui um sistema operacional interno que permite modificar filtro, tempo de aquisição, resolução, escala, entre outras funções;
- mostrador: apresenta o sinal de saída de forma visual;
- interface com o computador: realiza a comunicação com o computador. As interfaces utilizadas são geralmente baseadas na interface serial RS-232 [94] e pela interface paralela GPIB (IEEE 488) [110].



**Figura 3.13 – Diagrama interno de um multímetro digital**

O esquema básico dos circuitos de medição é mostrada na Figura 3.14. A grandeza a ser medida (tensão, corrente ou resistência) é aplicada na entrada entre os terminais HI e LO. Se for realizada medição de corrente, a chave AMP é fechada permitindo converter o sinal em tensão. De acordo com o tipo de medição de corrente alternada, contínua ou resistência, as chaves são colocadas na posição AC, DC e OHM, respectivamente. O sinal é convertido para tensão para poder ser medido com o conversor analógico-digital e, depois, o sinal digitalizado é passado para o circuito de controle.



**Figura 3.14 – Diagrama esquemático dos circuitos de medição**

Os multímetros possuem circuitos de correção que reduzem as imperfeições existentes nos componentes utilizados, minimizando a influência de fatores externos ao instrumento, como temperatura e interferências, além de corrigir derivas internas com sistemas conhecidos como “auto-calibração”, que zeram a entrada do instrumento antes de cada medição e, através de compensação interna, zeram a saída do instrumento [94,110].

### 3.4.3 Termômetros digitais

São equipamento dedicados especialmente para medição de temperatura, que incorporam toda a cadeia de medição, com exceção do transdutor. Possuem funções diversas que auxiliam a medição de temperatura, realizando correções que reduzem sobremaneira os principais efeitos causados pelas incertezas em medição de temperatura, além de permitirem, em alguns casos, a medição de diferentes tipos de transdutores como termistor ou termopar, ou então a medição de vários transdutores simultaneamente [49]. Alguns instrumentos apresentam circuitos internos e diferentes técnicas de medição que reduzem consideravelmente a influência das principais fontes de incerteza em cadeias de medição de temperatura, como junta de referência melhorada, auto-zero para redução da influência de offset, corrente de alimentação chaveada para minimizar os efeitos do auto-aquecimento, polinômios de conversão para transdutores específicos, entre outros [23,49]. A Figura 3.15 apresenta um circuito esquemático de um termômetro comercial.

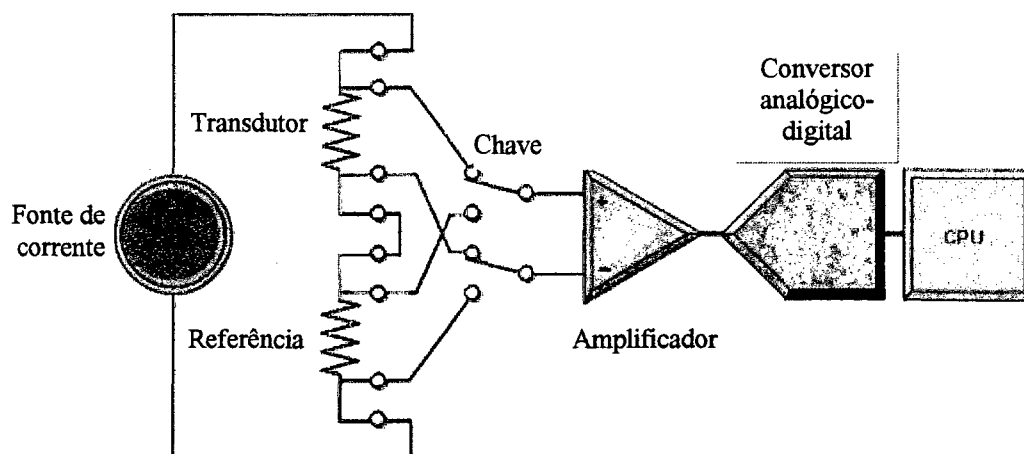


Figura 3.15 – Circuito esquemático de um medidor de temperatura

### 3.4.4 Fontes de incerteza de instrumentos compostos

#### 3.4.4.1 Erro máximo do instrumento, estabilidade ao longo do tempo e da temperatura ambiente

A informação de incerteza de instrumentos compostos é geralmente apresentada na forma tabular, como mostrado na Tabela 3.14. Nela estão contidas as informações de erro máximo para diferentes temperaturas e períodos de tempo de utilização após a calibração.

Tabela 3.14 - Erro máximo de um multímetro

Escala	Tempo após calibração e faixa de temperatura de trabalho (*)		
	24 horas	90 dias	1 ano
	23°C ± 1°C	23°C ± 5°C	23°C ± 5°C
100 mV	0,0030 + 0,0030	0,0040 + 0,0035	0,0050 + 0,0035
1 V	0,0020 + 0,0006	0,0030 + 0,0007	0,0040 + 0,0007
10 V	0,0015 + 0,0004	0,0020 + 0,0005	0,0035 + 0,0005
100 V	0,0020 + 0,0006	0,0035 + 0,0006	0,0045 + 0,0006
1000 V	0,0020 + 0,0006	0,0035 + 0,0010	0,0045 + 0,0010

(\*) Formato da apresentação:  $\pm$  (% da leitura + % da escala), 95% de grau de confiança

O erro máximo do instrumento é uma informação fornecida pelo fabricante, que representa o maior erro que se espera que seja encontrado no instrumento, com uma dada probabilidade e sob condições específicas de utilização. É apresentado na forma  $\pm$  (% da leitura + % da escala). A probabilidade inerente nem sempre é fornecida. Para uma medida de 200 mV, por exemplo, de um transdutor integrado de temperatura, o multímetro pode medir com a escala de 1 V e o erro máximo

para até 90 dias após calibração e com temperatura ambiente variando entre 18°C e 28°C é  $\pm (200 \times 0,0030 \% + 1000 \times 0,0007 \%) = \pm (0,006 + 0,007) = \pm 0,013 \text{ mV}$ .

Deve-se cuidar para o fato de que esses valores são obtidos em relação a uma determinada condição de referência, geralmente com resistência de entrada balanceada e com filtragem de sinal. No caso da aplicação estar em condições não previstas na tabela, o fabricante não garante os valores máximos de incerteza do instrumento e, nesse caso, uma avaliação particular através experimentação deve ser realizada. Alguns fabricantes já apresentam informações adicionais como o valor da variação com a temperatura, permitindo avaliação dessa fonte de incerteza [109,110].

#### **3.4.4.2 Resolução**

A resolução em instrumentos compostos depende do número de dígitos ou número de bits, que indicam a mínima representação possível para o valor medido. A quantificação dessa fonte de incerteza segue os padrões definidos na seção 3.2.5.1.

#### **3.4.4.3 Impedância de entrada**

O estágio de entrada do conversor analógico-digital é modelado como uma impedância equivalente de entrada composta por um capacitor em paralelo com um resistor [110]. Na grande maioria das aplicações em medição de temperatura, por se ter sinais de baixa frequência, o capacitor pode ser desprezado.

O fabricante geralmente apresenta o valor de resistência sob a forma de um valor mínimo (10 M $\Omega$ , por exemplo) ou através de um valor central com determinada tolerância (10 M $\Omega \pm 10\%$ ). A influência dessa fonte é obtida através de análise da interação dessa impedância com o circuito de medição.

#### **3.4.4.4 Ruído**

A influência de ruído é definida por gráficos que apresentam a variação existente entre a amplitude do ruído e a constante de integração utilizada para realizar a medição, denominada NPLC (“Number of Power Line Cycles”) e define a taxa de aquisição do equipamento em função da frequência de oscilação da rede elétrica [110]. Alguns fabricantes também apresentam o ruído em conjunto com o erro de quantização (resolução) para uma medição ou para média de medições [109].

#### **3.4.4.5 Corrente de alimentação (para medição de resistências)**

A corrente de alimentação, também chamada de corrente de teste pelos fabricantes, é utilizada para realizar a medição de resistência (termorresistências e termistores) e influencia no valor do auto-aquecimento do transdutor. A forma de avaliação segue o procedimento descrito na seção 3.1.2.2.

Através das informações apresentadas nesse capítulo, torna-se possível determinar quais são as fontes de incerteza que possuem influência no resultado de medição de um sistema de medição de temperatura. Entretanto, essa não é uma revisão definitiva sobre todas as fontes existentes encontradas em um sistema de medição e, por ventura, outras fontes devem ser anexadas a esta relação. Entretanto, esse trabalho pode servir de base para uma primeira avaliação do sistema de medição.

## **CAPÍTULO 4**

# **SISTEMA DE AVALIAÇÃO DA INCERTEZA AUXILIADO POR COMPUTADOR**

Unindo o procedimento de avaliação de incerteza (Capítulo 2) com a análise das principais fontes de incerteza (Capítulo 3) é possível realizar a avaliação da incerteza de forma sistemática. Entretanto, a implementação pode ser bastante trabalhosa e difícil. Isso se deve à grande quantidade e diversidade de fontes de incerteza, ao grande volume de cálculos necessários para quantificação dessas fontes e aos necessários conhecimentos especializados em metrologia e instrumentação, incluindo análise de circuitos eletrônicos. Isso pode se constituir numa grande barreira para aplicação do ISO-GUM nesses casos. De forma a minimizar esse problema, estudou-se a aplicação de programas de computador para auxiliar nessa tarefa.

Neste capítulo é apresentada uma proposta de sistema de avaliação de incerteza através da junção de dois programas encontrados no mercado: PSpice (MicroSim Co.) e Excel (Microsoft Co.). São apresentadas e discutidas as particularidades e são feitas as adaptações necessárias para a utilização de cada programa na composição de um protótipo. Ao final são analisadas e sugeridas modificações para a transformação desse protótipo em um sistema integrado para avaliação de incerteza.

### **4.1 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO SISTEMA**

Um sistema de avaliação de incerteza auxiliado por computador deve possibilitar o cálculo da incerteza seguindo o procedimento recomendado pelo ISO-GUM. Neste trabalho foi desenvolvido um protótipo que permite a modelagem de uma cadeia de medição de temperatura e possibilita a avaliação da incerteza para um ponto ou para uma faixa de temperatura. Foi implementado a partir de dois programas individuais: o programa DesignLab para auxílio na quantificação das fontes de incerteza e o programa Excel, utilizado para gerenciamento e avaliação da incerteza de medição. Alguns resultados gerados pelo protótipo foram organizados e apresentados de forma a facilitar a sua utilização em um sistema de gerenciamento de incerteza.

O protótipo desenvolvido apresenta as seguintes características:

- permite a sistematização das fontes de incerteza a serem avaliadas;
- possui os modelos dos principais componentes existentes em uma cadeia de medição;
- quantifica as fontes de incerteza;

- avalia a incerteza padrão e a expandida ;
- apresenta uma planilha de cálculo para uma determinada temperatura;
- apresenta gráficos de incerteza padrão para uma dada temperatura e ao longo de uma faixa de medição específica.

Com a incorporação do programa de auxílio ao procedimento de avaliação, o roteiro para a avaliação de incerteza é realizado da seguinte forma:

- 1) identificação dos módulos que fazem parte da cadeia de medição;
- 2) identificação das fontes de incerteza, quantificação em dados brutos e preparação da planilha de cálculo;
- 3) modelagem da cadeia através de um programa de simulação de circuitos eletrônicos;
- 4) quantificação, em unidade de temperatura, da influência de cada fonte de incerteza na cadeia e exportação dos resultados para a planilha de cálculo;
- 5) determinação da forma de avaliação e distribuição para cada fonte de incerteza;
- 6) avaliação da incerteza final e, em caso de não atingir a incerteza desejada, avaliação das principais fontes de incerteza que devem ser reduzidas;

Através da Figura 4.1 é ilustrado o procedimento de avaliação de incerteza descrito acima.

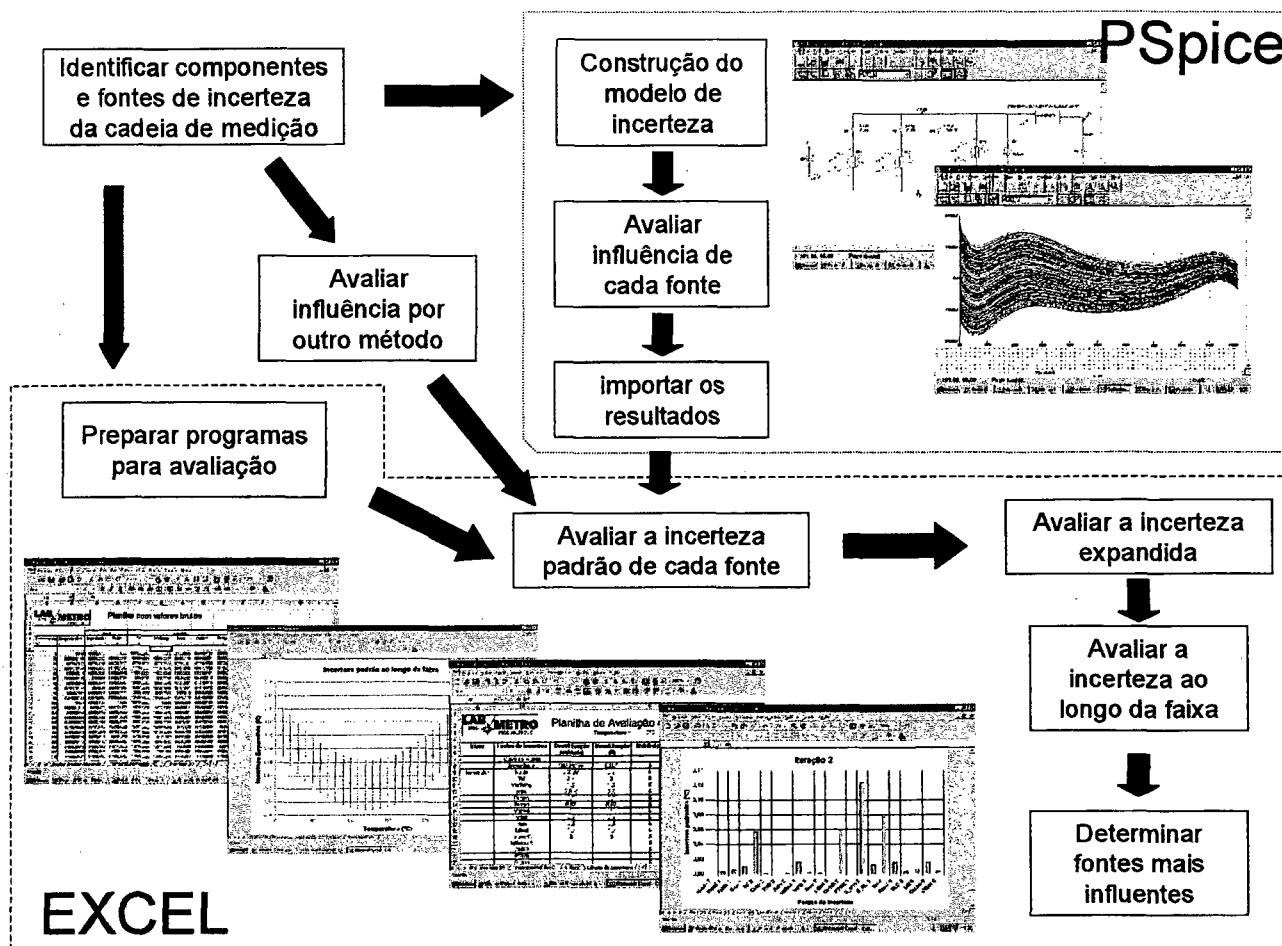


Figura 4.1 – Sequência de atividades para avaliação de incerteza de medição

## 4.2 PROGRAMA PARA ANÁLISE DE CIRCUITOS - PSpICE

No procedimento de análise da incerteza, existe a necessidade de quantificar a influência das fontes de incerteza no sistema de medição. Como cadeias automatizadas são compostas em grande parte por módulos, foi analisada a possibilidade de utilização de programas para análise de circuitos eletrônicos para a modelagem de sistemas de medição.

Para realizar a quantificação da incerteza, neste trabalho foi utilizado o programa de simulação de circuitos eletrônicos - Spice, de grande popularidade na área de análise de circuitos. Dentro dos programas de simulação, o ambiente DesignLab, com seu programa de simulação denominado PSpice, foi utilizado em virtude da disponibilidade, das suas boas potencialidades e da grande fatia de mercado que possui.



### 4.2.1 Origem do PSpice

O Spice (“Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis”) começou a ser desenvolvido na década de 70 pelo departamento de Engenharia Elétrica da Universidade da Califórnia em Berkeley e prosseguiu seu desenvolvimento até 1981, resultando no Spice2 [111].

Apesar de ser um sistema de domínio público, a Universidade de Berkeley não fornece um sistema comercial de fácil utilização nem suporte a usuários, abrindo um mercado em potencial. Assim, diversos sistemas foram criados para desenvolvimento e análise de circuitos utilizando uma interface integrada para o usuário. A Tabela 4.1 mostra os principais fabricantes encontrados no mercado que se baseiam no Spice [111,112].

**Tabela 4.1 - Lista de fabricantes de simuladores**

<b>Fabricante</b>	<b>Simulador</b>
Contec Microelectronics	ContecSpice
Deutsch Research	TurboSpice
Electrical Engineering Software	Precise
Intusoft	IsSpice
Meta-Software	Hspice
MicroSim Corporation	Pspice
Spectrum Software	Micro-Cap

Dentre os programas acima, o programa PSspice da MicroSim merece destaque. Em 1995, o software PSpice da MicroSim Corporation possuía 17000 cópias comercializadas, sendo o líder de cópias no mercado [111]. O contínuo melhoramento da interface levou ao desenvolvimento da versão 8 que permite o desenvolvimento completo de toda a documentação para circuitos eletrônicos. Atualmente, a empresa fundiu-se com a OrCad Corporation, transformando-se no líder em plataformas de desenvolvimento de circuitos eletrônicos em ambiente PC. Em virtude de disponibilidade, neste trabalho foi utilizado o programa PSpice do sistema DesignLab, versão 7.1.

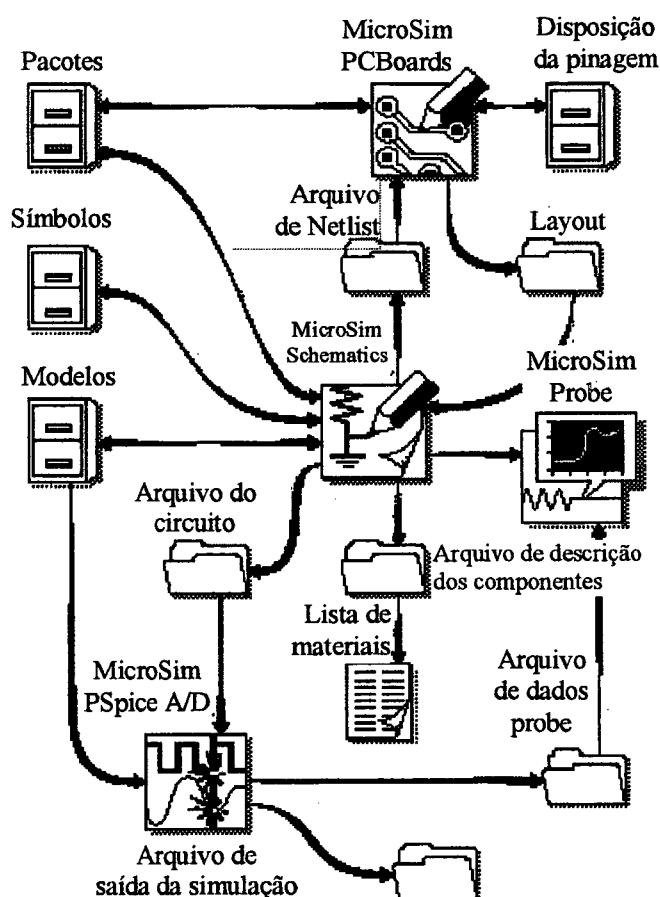
### 4.2.2 O Sistema DesignLab

O sistema MicroSim DesignLab é um programa integrado para desenvolvimento e análise de circuitos eletrônicos analógicos e digitais [113]. O pacote é composto por diversos módulos:

- **MicroSim Schematics:** para fazer a representação gráfica de circuitos (diagrama esquemático) e receber as informações necessárias para a realização de simulações pelo PSpice.
- **MicroSim Pspice A/D:** para realização da análise e simulação dos circuitos.

- **MicroSim Probe:** responsável pela apresentação de resultados.
- **MicroSim PCBoards:** dedicado ao projeto de placas de circuito impresso.

A Figura 4.2 mostra o fluxo de dados existente no processo de desenvolvimento de um circuito eletrônico. O software Schematics é a principal interface de desenvolvimento. Através dela, as informações dos circuitos são preparadas e organizadas para o desenvolvimento do circuito esquemático, da lista de materiais e para a simulação. A simulação é realizada pelo programa Pspice, gravando o resultado em um arquivo de saída da simulação. Através do programa Probe é possível traçar gráficos para análise do funcionamento do circuito, além de possibilitar o pós-processamento e exportação para outros programas. Uma vez completa a análise, a placa de circuito impresso pode ser desenvolvida através do programa PCBoards. Mais informações podem ser obtidas em [114].

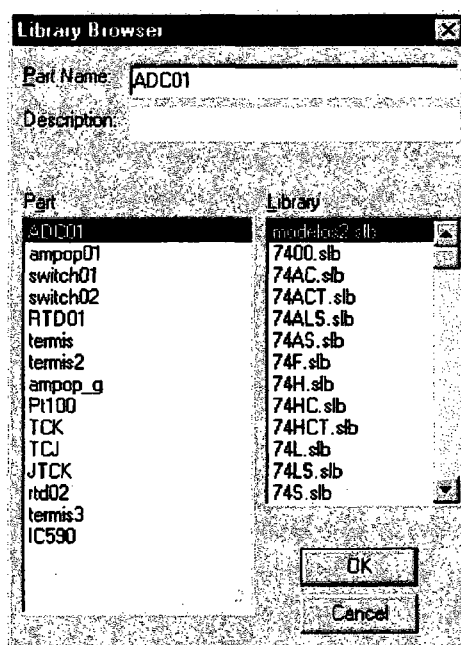


**Figura 4.2 – Estrutura e configuração do DesignLab**

### 4.2.3 Adaptação do PSpice para análise da incerteza de medição

Durante as fases iniciais da pesquisa, verificou-se a necessidade da criação de modelos especiais para a análise de incertezas. Os modelos encontrados nas atuais bibliotecas são muito específicos para cada componente e são de difícil utilização para a análise de incerteza, uma vez que nem todos os parâmetros necessários estão disponíveis.

Assim, dentro deste trabalho os modelos dos principais componentes foram desenvolvidos. Esses modelos fazem parte de uma biblioteca denominada 'Modelos2.slb', mostrada na Figura 4.3.



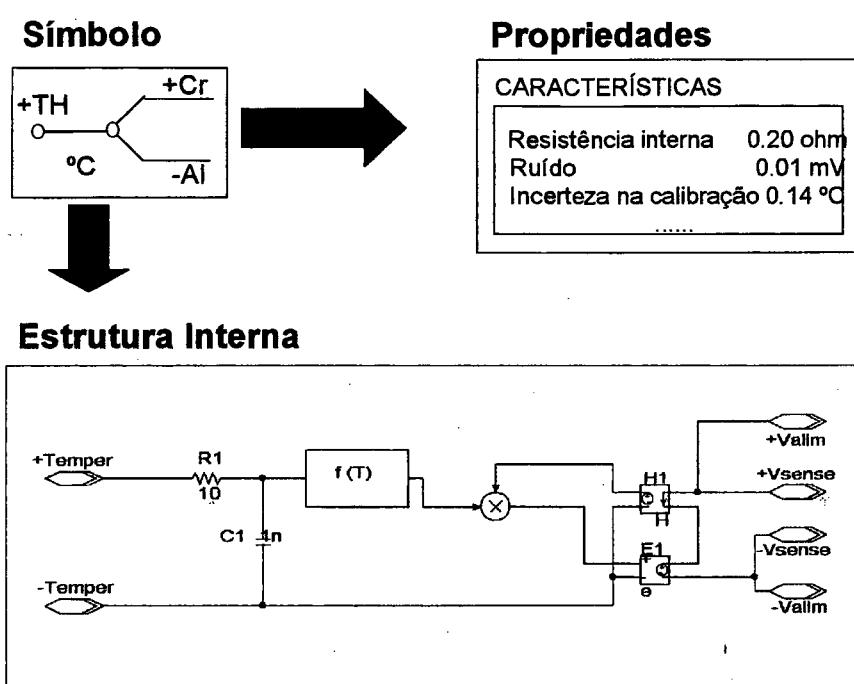
**Figura 4.3 – Modelos disponíveis para análise de incerteza desenvolvidos neste trabalho**

A biblioteca é composta pelos seguintes componentes: termopares tipo J (TCJ) e K (TCK); junta de compensação tipo K (JTCK); chave aberta (switch01) e fechada (switch02); amplificador de instrumentação (ampop01) e com modelo de Monte Carlo (ampop\_g); termistores com diferentes equações de não-linearidade (termis, termis2, termis3); circuito integrado de temperatura (IC590); termorresistor com diferentes níveis de modelagens (pt100, rtd01, rtd02); conversor analógico-digital (ADC01).

Os modelos criados seguem a tendência de programação em linguagem gráfica, encontrados em muitos programas comerciais (Labview, Arena). O DesignLab não implementa diretamente esse tipo de estrutura para sua biblioteca de modelos, mas permite a criação de sub-circuitos que foram adaptados para representar os modelos para cálculo de incerteza. Optou-se por essa forma de

representação, devido à facilidade de interação entre usuário e programa. Ele é composto de três partes: o **símbolo**, a **estrutura interna** e as **propriedades**.

O **símbolo** é a representação gráfica de um modelo, o qual o usuário utiliza para compor a cadeia de medição para análise da incerteza. Cada símbolo possui internamente uma estrutura que define a forma de funcionamento, denominada **estrutura interna**. Ela é composta por componentes básicos do PSpice, tais como componentes eletrônicos discretos e funções de transferência. O funcionamento do bloco é modificado por variáveis internas denominadas **propriedades**. Através delas os modelos podem ser ajustados de acordo com as informações encontradas, por exemplo, nas folhas de dados. Essa estrutura é apresentada na Figura 4.4.



**Figura 4.4 – Estrutura dos modelos propostos para análise de incerteza**

Com essa forma de organização do modelo, o avaliador conecta os símbolos formando a cadeia de medição, sem a necessidade de saber exatamente como está disposta a estrutura interna, e a influência das fontes de incerteza no componente é definida através de parâmetros passados através das propriedades.

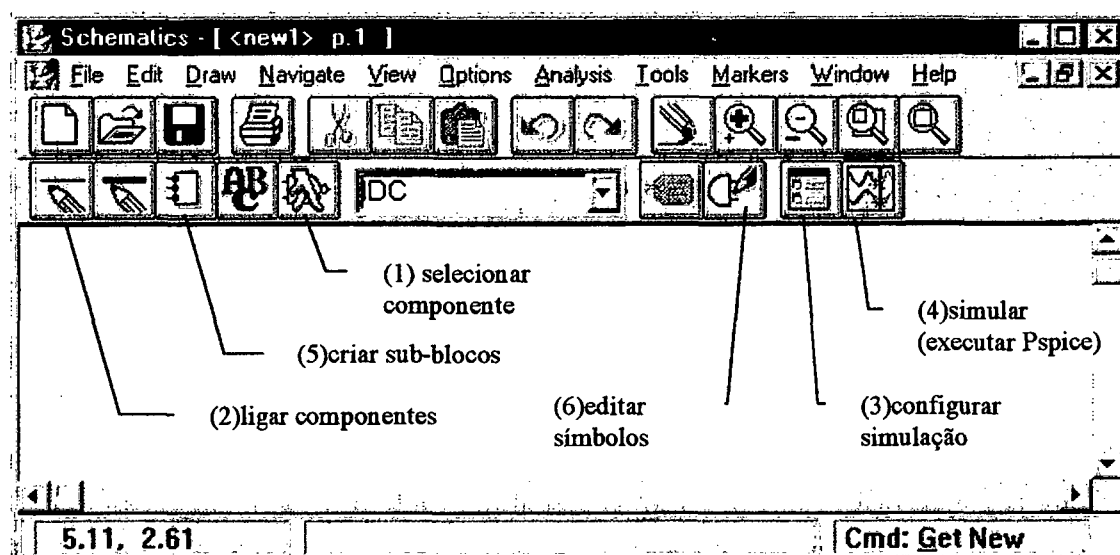
#### 4.2.4 Realização da modelagem da cadeia de medição

A primeira etapa na avaliação da cadeia de medição é a sua modelagem. Esse procedimento consiste em identificar as partes que compõem a cadeia de medição real e, por similaridade, construir o modelo da cadeia utilizando os blocos existentes no PSpice.

O procedimento para montagem da cadeia de medição consiste em:

1. identificar os módulos que compõem a cadeia de medição;
2. identificar os modelos dos blocos na biblioteca interna e colocar os componentes sobre a área de trabalho. No caso de não existir o componente, blocos básicos podem ser utilizados para modelar a cadeia;
3. ligar os componentes da cadeia através de fios de conexão;
4. colocar e ligar os blocos adicionais (fontes de alimentação, temperatura medida) necessários somente para a simulação;
5. configurar os parâmetros para a realização da simulação;
6. simular e analisar resultados.

A Figura 4.5 apresenta a interface do programa e seus principais comandos (botões) utilizados na análise. Os números entre parênteses indicam a sequência de utilização dos botões durante a construção da cadeia.



**Figura 4.5 – Ambiente de desenvolvimento para simulação e suas funções básicas**

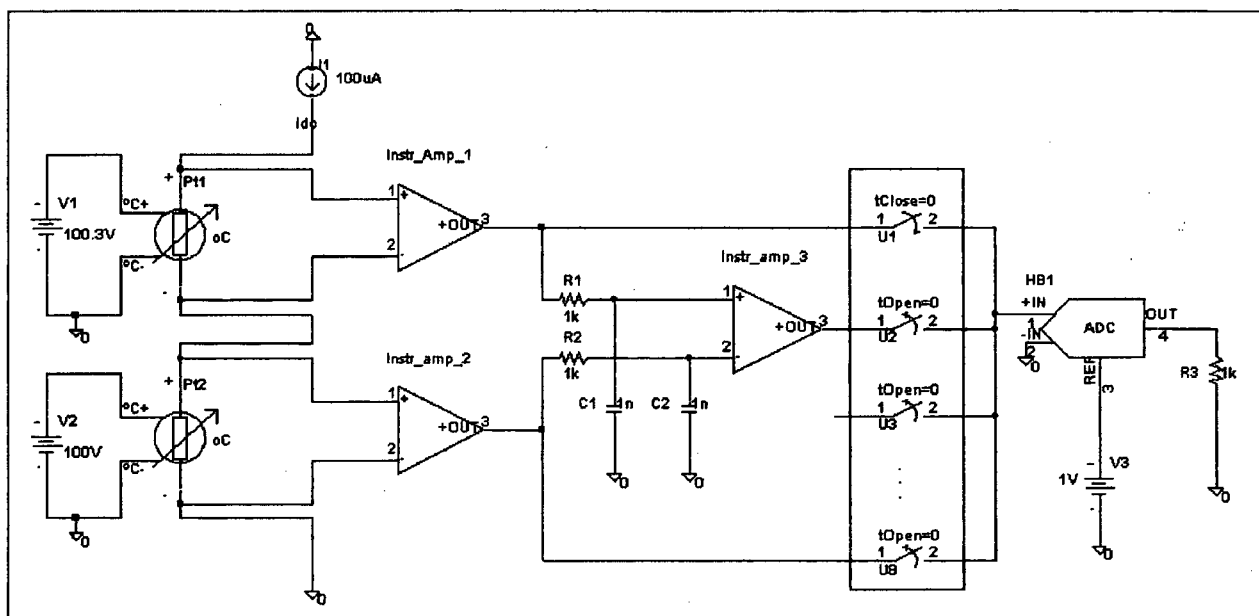
Para ilustrar a forma que os modelos podem assumir para o usuário, três exemplos são expostos a seguir. Esses circuitos mostram que os modelos podem ter diferentes graus de complexidade, dependendo do objetivo da simulação e do número de fontes de incerteza

considerados. Cabe destacar que cada símbolo apresentado traz consigo a estrutura mostrada na Figura 4.4

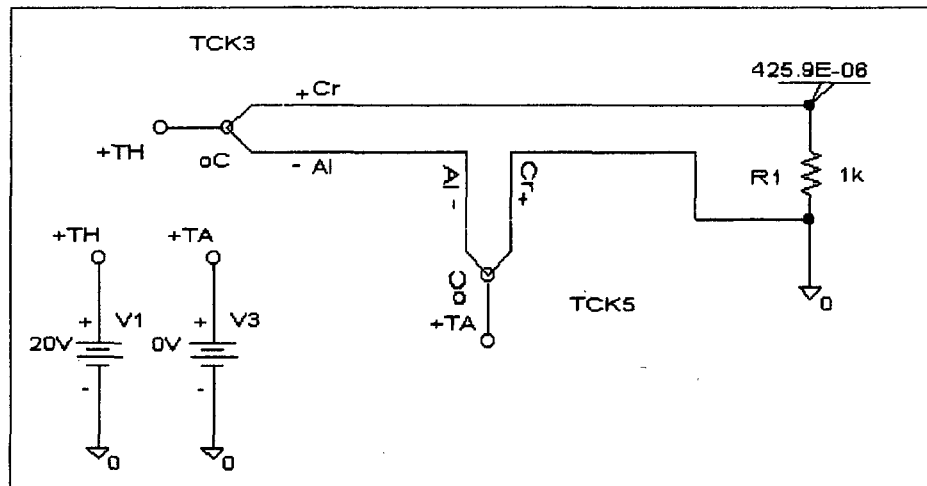
A Figura 4.6 expõe uma cadeia para medição absoluta e diferencial de temperatura com termorresistores de platina. A cadeia é composta de uma fonte de corrente constante, um conjunto de amplificadores, chaves de multiplexação e um conversor analógico/digital. Nesse caso o modelo possui uma grande quantidade de fontes de incerteza modeladas. Isso se aplica, por exemplo, nos casos em que há necessidade de medição com grande exatidão.

A Figura 4.7 apresenta o modelo de uma cadeia com um termopar tipo K, uma junta de referência e um multímetro ligado na saída da cadeia (representado pela sua resistência de entrada). Nesse modelo não foram consideradas diversas fontes de incerteza. É o caso, por exemplo, em que estudos prévios demonstram que outros fatores não contribuem significativamente para a incerteza.

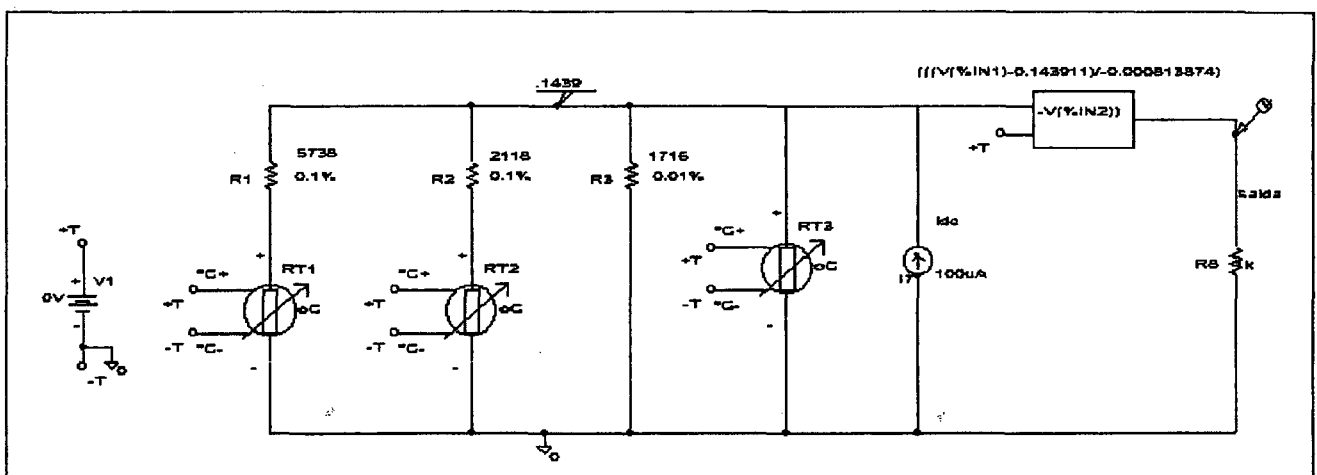
A Figura 4.8 apresenta um circuito para linearização de termistores, modelado somente para a análise dos efeitos da não-linearidade gerada pela variação das resistências devido às tolerâncias de fabricação.



**Figura 4.6 – Modelo de uma cadeia de medição com termorresistores**



**Figura 4.7 – Modelo simplificado de uma cadeia de medição com termopares**



**Figura 4.8 – Modelo para análise de erro de linearidade residual em um circuito de linearização de termistores**

#### 4.2.5 Procedimentos de análise de incerteza através do PSpice

Uma vez definido o modelo da cadeia de medição, necessita-se especificar certos procedimentos para obtenção da influência de cada fonte de incerteza.

O primeiro passo consiste em definir a temperatura a qual está submetido o transdutor. Como o sistema de simulação utilizado foi desenvolvido para circuitos eletrônicos, a temperatura do transdutor é simulada através de uma fonte de tensão. O valor da fonte de tensão define a temperatura que o transdutor está submetido. Utiliza-se a escala Celsius.

O segundo passo consiste em modificar o valor de uma das propriedades dos modelos para avaliar sua influência. Através da comparação entre a resposta da cadeia de medição sem a

influência de fontes de incerteza com a resposta influenciada, pode-se quantificar sua incerteza, como exposto na seção 2.3.1.3 - Identificação das fontes de incerteza. Realizados esses passos, o modelo pode ser simulado e a influência quantificada.

A simulação para circuitos eletrônicos é realizada através de métodos numéricos e determina os valores de tensões e correntes existentes em todo o circuito. No PSpice, existem diversas formas de análise que podem auxiliar na avaliação. A seguir serão descritas as formas de análise do PSpice utilizadas nesse sistema.

#### **4.2.5.1 Análise de ponto de operação (“Bias Point”)**

A análise de ponto de operação (“Bias point”) consiste em determinar os valores das tensões e correntes existentes em uma cadeia de medição.

Essa operação, apesar de sua simplicidade, utiliza técnicas complexas de cálculo numérico com matrizes e pode, em alguns casos, não convergir ou apresentar erros. Nesse casos, um estudo mais cuidadoso de análise matemática e análise de circuitos é aplicado, visando contornar ou evitar esses problemas [31].

#### **4.2.5.2 Análise de corrente contínua (“DC sweep”)**

A análise de corrente contínua (“DC sweep”) ou análise “DC” consiste na realização da análise de ponto de operação para diversos valores definidos dentro de uma faixa delimitada. Esse procedimento, denominado em ambientes de simulação de circuitos eletrônicos de varredura, é definida por um valor de início, um de final e o passo necessário para realizar a medição. A análise de corrente contínua também pode ser utilizada para avaliar o efeito da variação de outros parâmetros, como por exemplo da temperatura ambiente do sistema de medição.

Dentro da avaliação de incerteza proposta, a análise “DC” permite obter, de uma só vez, o valor esperado da cadeia de medição para pontos ao longo da faixa de medição. Entretanto, essa análise também possui as mesmas limitações impostas pela análise de ponto de operação (“Bias Point”) e cuidados devem ser tomados para evitar erros de simulação. A Figura 4.9 mostra a tela de configuração.

Como resultado deste tipo de simulação, uma curva é gerada, representando a resposta da cadeia de medição sob a influência da fonte de incerteza para toda a faixa de medição desejada. A Figura 4.10 mostra uma de curva de erro de linearidade obtida por análise “DC” para o circuito de termistores apresentado na Figura 4.8. A curva de linearidade aqui representa a diferença entre a resposta obtida pelo circuito e uma reta ideal.



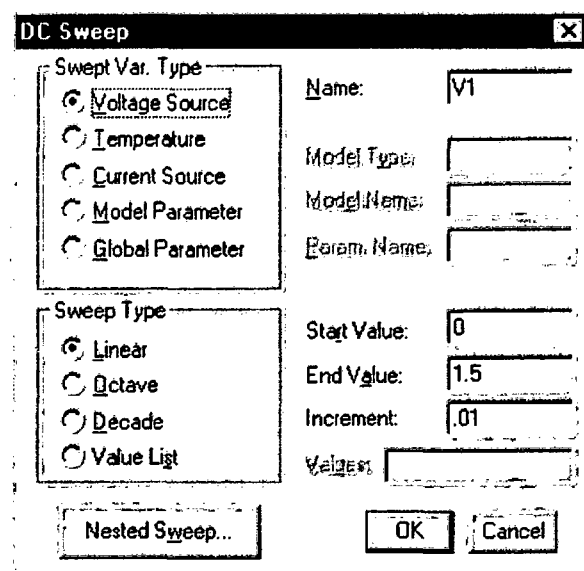


Figura 4.9 – Janela de um exemplo de configuração para análise “DC” no PSpice

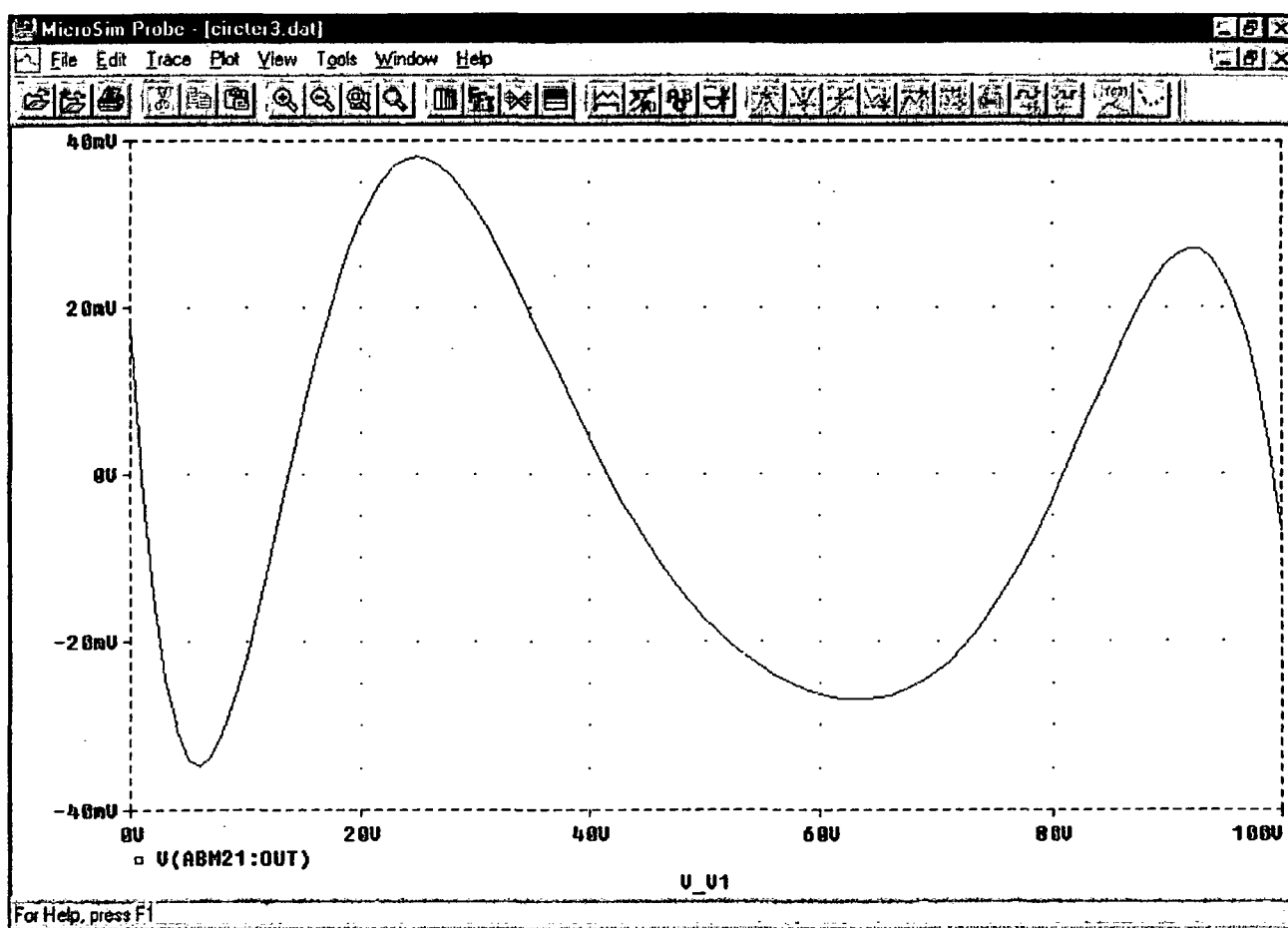


Figura 4.10 – Curva de erro de linearidade residual no circuito de linearização de termistores da Figura 4.8 [Temperatura (°C) x Erro de linearidade (°C)]

### 4.2.5.3 *Análise através de simulação de Monte Carlo*

A simulação de Monte Carlo é uma técnica utilizada para modelagem de um fenômeno probabilístico que não muda com o tempo [43]. Basicamente, o processo consiste em gerar números aleatórios ou, no caso de computadores, pseudo-aleatórios, que aplicados a uma função de probabilidade, criam uma variável aleatória. Essa distribuição é aplicada ao modelo, gerando uma resposta que representa essa iteração entre essas distribuições e o modelo. São geralmente realizadas diversas repetições e a resposta é obtida por análise estatística [115].

No programa PSpice, a simulação de Monte Carlo permite variar algumas características (tensão, corrente, parâmetro de componente) de acordo com uma distribuição de probabilidade: normal, retangular ou definida pelo usuário.

Dentro da análise de incertezas, a simulação de Monte Carlo permite simular o efeito de uma fonte de incerteza com os modelos das cadeias de medição. Esse tipo de análise torna-se mais importante quando as fontes de incerteza tornam-se relativamente grandes e os modelos são considerados não-lineares ou existem iterações entre variáveis correlacionadas ou funções complexas [43].

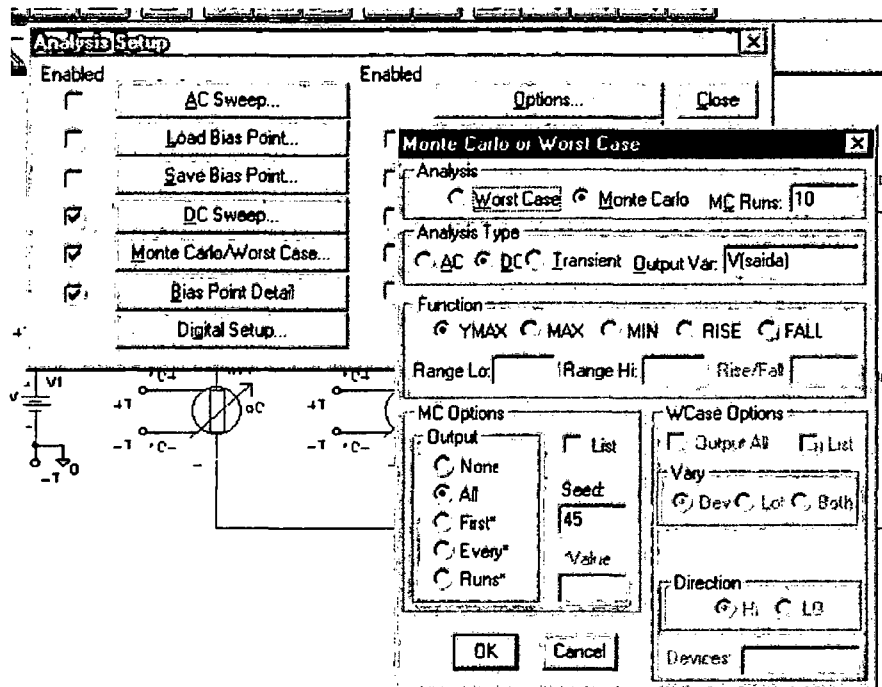
Para utilizar a análise de Monte Carlo, o avaliador necessita:

- a) definir a variável que será analisada,
- b) determinar suas características (média, desvio padrão, distribuição, número de amostras);
- c) definir os parâmetros necessários para simulação;
- d) realizar a avaliação estatística do resultado e extrair a informação desejada.

Alguns parâmetros característicos são importantes para a realização da avaliação de Monte Carlo:

- a) **Número de execuções (“MC Runs”)**: define a quantidade de números (réplicas) que serão geradas de acordo com a distribuição. No PSpice, esse valor é limitado a 400 repetições, devido a problemas internos de implementação.
- b) **Tipo de Análise (“Analysis Type”)**: O PSpice permite a realização de simulação de Monte Carlo em três tipos: análise de corrente contínua (“DC”), análise no domínio da frequência (“AC”) e análise no domínio do tempo (“Transient”). O PSpice considera que uma análise completa é realizada para cada número aleatório. Neste trabalho, somente a análise “DC” é apresentada. Para as demais análises, consultar [114]. A variável de saída (“Output var”) indica o ponto que representa o sinal de saída da cadeia de medição e é representado por um rótulo (“V(saida)”).

- c) **Semente (“Seed”)**: é um valor arbitrado que influencia na geração da sequência de números pseudo-aleatórios no computador. Diferentes números levam a diferentes resultados de saída. Esse parâmetro deve ser mudado sempre que uma repetição da simulação seja gerada para realização de análise estatística mais avançada.



**Figura 4.11 – Janela de configuração exemplo para Análise de Monte Carlo no PSpice**

Para demais informações a respeito de outros parâmetros consultar [114].

Um resultado da simulação de Monte Carlo obtido através MicroSim Probe é mostrada na Figura 4.12. Ela representa a variação da curva de linearidade do circuito mostrado na Figura 4.8 em relação às tolerâncias de fabricação de resistores fixos para 400 repetições. Cada linha representa uma análise de corrente contínua, com os valores de resistência variando de acordo com uma distribuição retangular de limites definidos pelas suas tolerâncias. Como resultado dessa análise, determinou-se o máximo desvio encontrado nas curvas de erro de linearidade em cadeias de linearização de termistores.

Através do Probe (programa de apresentação de resultados do DesignLab) é possível realizar análise estatística das curvas. Utilizando a máxima diferença entre a curva ideal e a curva calculada ao longo da faixa de medição como critério de avaliação estatística, obtém-se a curva mostrada na Figura 4.13. Como resultado a característica de resposta do circuito possui um erro máximo ao longo da faixa de medição em relação à reta ideal obtida por mínimos quadrados apresentou 46,2 mK em média, e com uma variação de 6,5 mK (um desvio padrão).

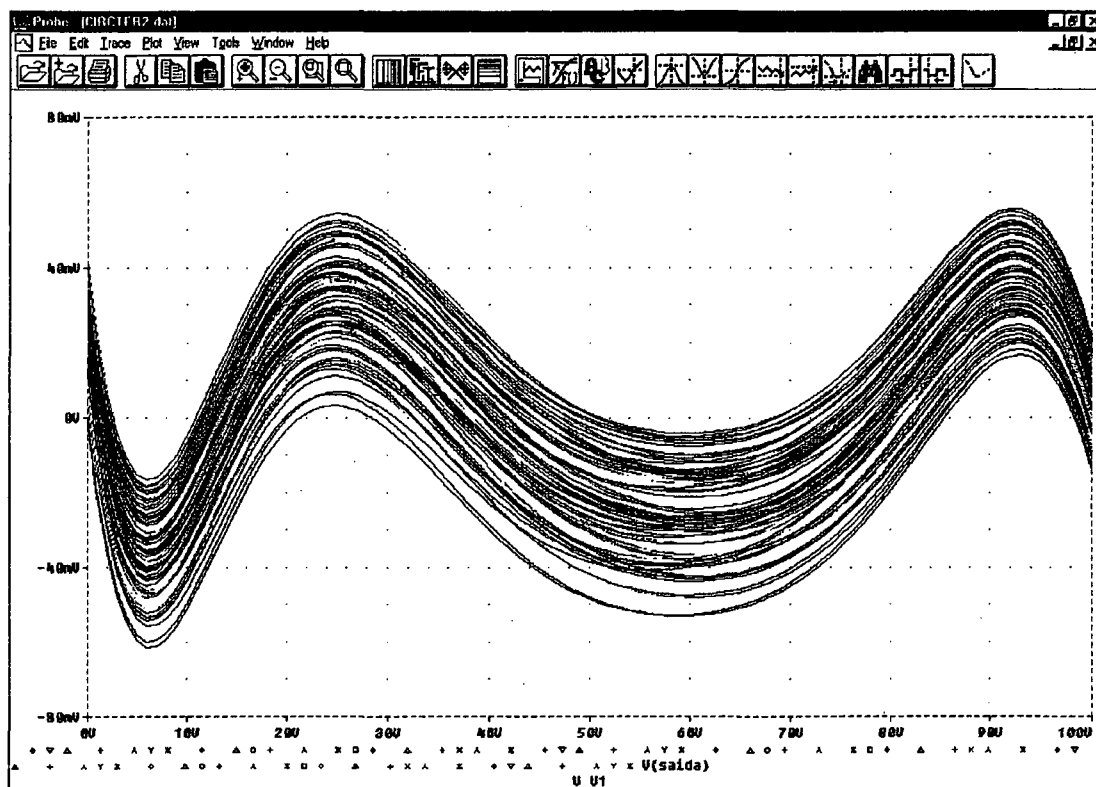


Figura 4.12 – Curvas obtidas pela Análise de Monte Carlo de um parâmetro na cadeia de medição referente a Figura 4.10

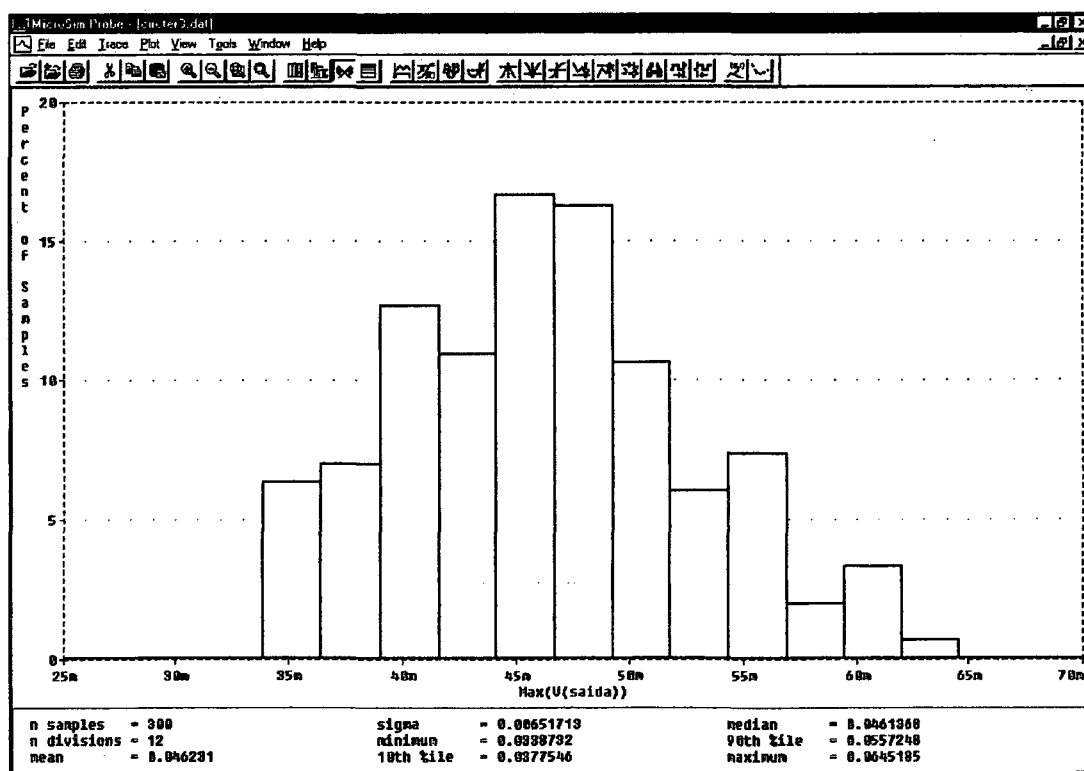
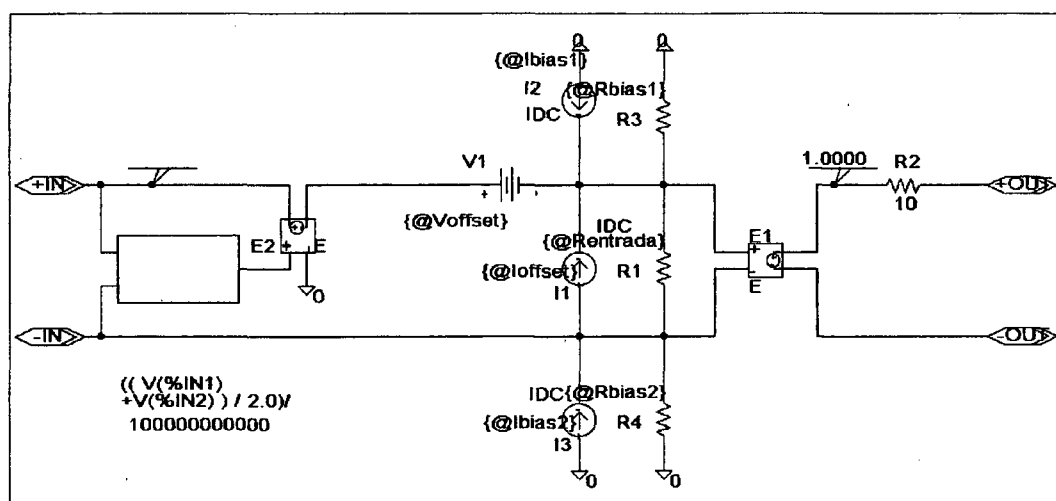


Figura 4.13 – Distribuição gerada para um valor de incerteza [erro de linearidade (mK)]



#### 4.2.6.2 Amplificador de instrumentação

O modelo do amplificador de instrumentação foi baseado no modelo clássico encontrado na literatura [85,89]. O modelo é composto de uma fonte de tensão dependente (E1), que amplifica a tensão submetida à resistência de entrada (R1). As resistências de modo comum (R3 e R4) são também modeladas. A resistência de saída do amplificador é modelada por R2. Erros causados por modo comum são simulados através da fonte dependente (E2) e do bloco ABM. Erros causados por tensões de offset são representados por uma fonte de tensão (V1). Também são modeladas as fontes de corrente de bias (I1, I2) e de offset (I3) existentes na entrada do amplificador. O ganho do amplificador é simulado pela fonte dependente (E1) e as variações de ganho são obtidas através da mudança do valor nominal. Não foram modeladas as características dinâmicas do componente devido, geralmente, a sua baixa influência frente à dinâmica dos transdutores de temperatura ou mesmo do mensurando.



**Figura 4.15 – Modelo de um amplificador de instrumentação**

#### 4.2.6.3 Conversor analógico-digital

Nesse modelo podem ser encontrados os parâmetros relativos às entradas analógicas do componente: tensão de offset (V1), corrente de offset (I1) e resistência de entrada (R1). O ganho do conversor é determinado pela fonte dependente (E1). Para modelar a relação entre o valores de entrada do conversor e a influência da fonte de referência, um bloco ABM foi utilizado. Não é representado nesse modelo a saturação do conversor e também a resolução, devido a dificuldades de criação com blocos básicos do PSpice. Entretanto, a resolução (bem como outras fontes de incerteza baseadas nela) foram simuladas na planilha de cálculo (Excel) em que é feito o

processamento conjunto das fontes de incerteza. Isso foi feito através de funções de truncamento ou arredondamento.

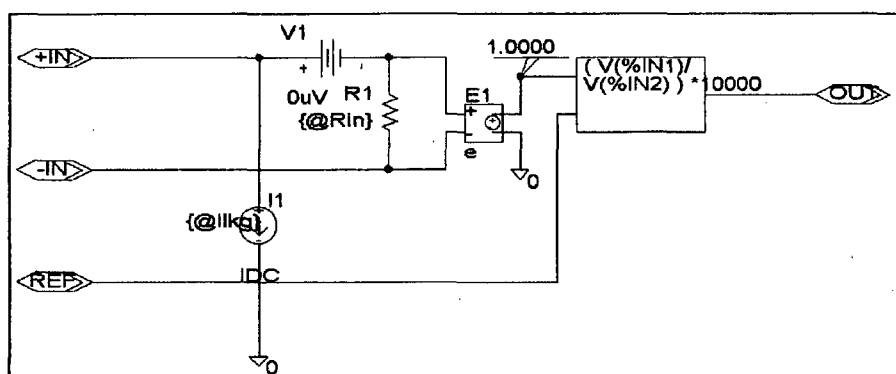


Figura 4.16 – Modelo de um conversor analógico-digital (ADC)

### 4.3 AVALIAÇÃO DA INCERTEZA ATRAVÉS DE PLANILHA DE CÁLCULO

O sistema desenvolvido é baseado na implementação de um conjunto de planilhas que dividem sistematicamente os cálculos necessários para avaliação da incerteza. Os resultados da análise são apresentados na forma numérica e na forma gráfica, facilitando análises posteriores. Neste trabalho foi utilizado o software Excel V.5.0.

A seguir serão descritas as funções das planilhas utilizadas para auxílio na análise de incerteza. Para tornar mais ilustrativo, as telas de resultados apresentadas nessa seção são obtidas da análise realizada para o sistema de medição com termistor apresentado na Figura 4.17.

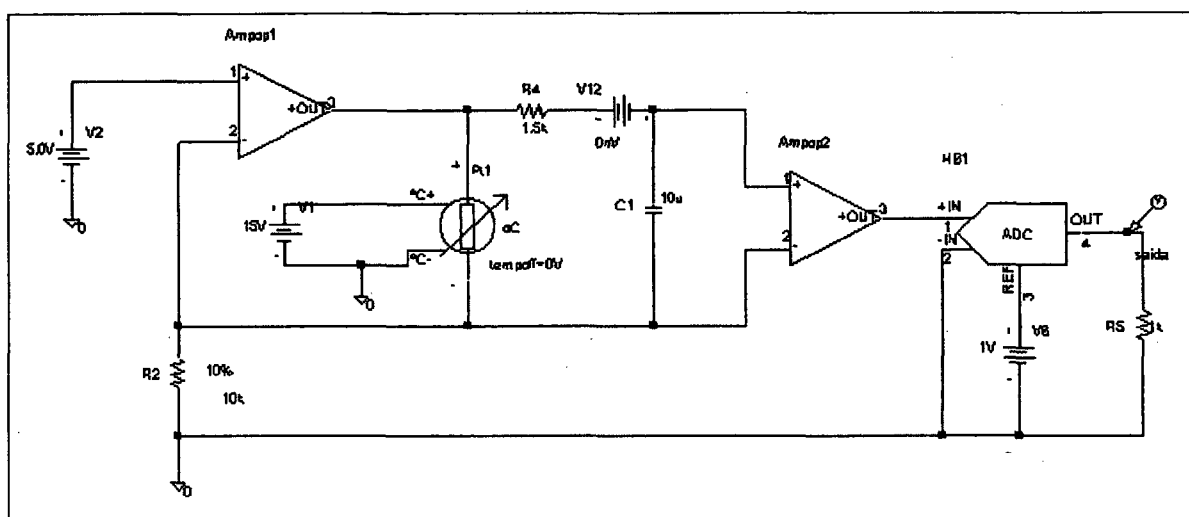


Figura 4.17 – Circuito exemplo de medição de temperatura com termistor

### 4.3.1 Planilha de identificação e descrição das incertezas

Nessa planilha, o avaliador insere e organiza as fontes de incerteza. As informações nela contida identificam as fontes de incerteza (tal como tratado na seção 2.3.1.3 - Identificação das fontes de incerteza) e são transplantadas para outras planilhas automaticamente.

No.	Bloco	Fonte de incerteza	Código	Descrição / Comentário	Ref
1	Software	Polinom Ajust	Polinomio	$1/T = A_0 + A_1 \ln(R) + A_2 \ln(R)^3$	3a.
2	Filtro	Precisão do resistor	Rto1_filt	1% de 1,5 kohm = 15 ohm	1%
3		Ruido do resistor	Ruido_filt	$B = 16.66 \text{ Hz} / 35^\circ\text{C}$	20,61 nV
4	Transdutor	Ruido nos fios	Rfios	$B = 16.66 \text{ Hz} / 35^\circ\text{C}$	0,14 nV
5		Interoambiabilidade	Intercamb.	Erro do transdutor (0,2°C)max	0,2°C
6		Impedancia dos fios	Imped_fios	97.8 ohm/km / 50 cm	0,07 ohm
7		Estab. a longo prazo	Longterm	0,01°C estimado (2 anos)	0,01°C
8		Ruido	Ruido_transd	$B = 16.66 \text{ Hz} \rightarrow V_{\text{max}} = 46 \text{ nV}$	0,46 nV
9		Auto aquecimento	SelfHT	1 mW/K	0,02 mW
10	Amplificador	Voffset Temp.	Voff_Temp	Gain = 25 / 0,45 uV/°C	9 uV
11		Corrente de Offset	Ibias	2 nA	2 nA
12		Erro de ganho	GainA	Ganho(max) = 0,4167% $\Rightarrow$ ganho = 25.1042	0,4167%
13		Voffset Inicial	VoffA	Voff(max)=54 uV	54 uV
14		Impedancia	ImpedA	$R_{\text{in}} = 10 \text{E} 10 \text{ ohms}$ $R_{\text{out}} = 10 \text{ ohms}$	10E10
15		CMRR	CMRRA	CMRR=115 dB	115 dB
16		PSRR	PSRRA	$V_s = 50 \text{ mV}$ e $\text{PSRR} = 3.4 \text{ uV/V}$	68 uV
17		Ruido	NoiseVA	0,4 uV pico-a-pico	0,4 uV
18		G NL	G_NLA	0,0005% de 12 V (saturacao estimada)	60 uV
19		Estab. a longo prazo	LongtermA	0,22 uV / mês $\Rightarrow$ 2 anos	5,28 uV
20	Fonte de corr.	Fonte de tensão	Fonte Tensão	0,05 V pico-a-pico	0,05 V
21		Resistencia	Rf	100 kohm $\Rightarrow$ 10 %	10 kohm
22		Voffset 741	Voff_741	8 mV (max)	8 mV
23		Impedancia 741	Imp_741	2 MOhm	2 MOhm
24		CMRR 741	CMRR_741	90 dB	90 dB
25		Corrente de bias	Ibias	80 nA	80 nA
26		Ruido Resistor	Ruido_Resist.	100 kohm $\Rightarrow$ 35°C	168,34 nV
27		Temperat	TempC	Não analisado	NA
28	ADC	ErroQuant	Quant	0,3 LSB	0,73 mV
29		Não Linearidade	NL	1 LSB	2,44 mV
30		Corrente de bias Amplif.	IbiasADC	100 pA	100 pA
31		Erro de ganho	GainADC	0,02 % da leitura maxima (10 V)	2 mV
32		Offset	VoffADC	1 mV	1 mV
33		Incerteza Relativa	RelatADC	1,5 LSB	3,6 mV
34		CMRRADC	CMRRADC	70 dB	3,1 mV

Figura 4.18 – Planilha de definição de incertezas



### 4.3.2 Planilhas de quantificação de incerteza

O cálculo de incerteza é realizado através de um conjunto de 5 planilhas. Essas planilhas possuem as seguintes funções:

- a) **Transferência dos dados:** os valores resultantes do programa de simulação são transferidos para a planilha e armazenados<sup>1</sup>. Representam a saída da cadeia de medição e podem ser sinais de tensões ou correntes, ou sinais digitais equivalentes.
- b) **conversão para temperatura:** através da equação representativa da cadeia de medição utilizada para converter os sinais digitais, o valor de temperatura equivalente é determinado através de simulação do software de aquisição. Esse procedimento também é utilizado para simular a incerteza inserida pela curva de regressão do software.
- c) **determinação dos valores de incerteza:** através da subtração da resposta idealizada para a cadeia e a resposta obtida pela simulação, a incerteza para cada fonte de incerteza é calculada.
- d) **transformação em incerteza padrão:** de acordo com o tipo de distribuição utilizada, a incerteza de cada fonte é transformada em incerteza padrão e, a partir do número de graus de liberdade adotado, a incerteza expandida também é determinada.

### 4.3.3 Planilha de balanço de incerteza

A planilha de balanço de incerteza é apresentada na Figura 4.19. Essa planilha apresenta o valor da incerteza padrão combinada e da incerteza expandida, para um determinado valor de temperatura. Os campos 'bloco', 'Fonte de Incert' e 'Quantif (unid)' são valores importados da planilha de identificação de incerteza. O campo 'Quantif (K)' é obtido dos cálculos executados pelo programa de simulação. Os campos 'Distrib' e 'Graus Libert' são definidos nesta planilha e automaticamente calculam o valor da incerteza padrão para cada fonte de incerteza, baseados nos resultados obtidos da simulação do PSpice e das planilhas de quantificação de incerteza. São apresentados como resultado a incerteza padrão, graus de liberdade efetivo e a incerteza expandida para uma temperatura especificada.

---

<sup>1</sup> Nesse protótipo, a transferência é realizada através da passagem da tabela resultante da simulação existente no MicroSim Probe para a área de transferência e depois para a planilha. Esse procedimento é executado pelo comando de 'Copiar' quando a curva está selecionada e após pelo comando de 'Colar' no campo de destino da planilha.

Microsoft Excel - Calculo\_Termistor.xls

Arquivo Editar Exibir Inserir Formatar Ferramentas Dados Janela Ajuda

Arial 10

H6 =

**LAB METRO** **Balanco de Incerteza**  
Temperatura = 115 °C

Bloco	Fonte Incert.	Quantif. (unit)	Quantif. (K)	Distrib.	Incrt. Pad.	Graus de lib.
Software	Polinomio	3a.	0.011668269	R	0.0067	inf
Filtro	Rtol filt	0.01	0.000000000	R	0.0000	inf
	Ruido filt	20,61 nV	0.000070987	N	0.0000	inf
Transdutor	Rfios	0,14 nV	0.000000000	R	0.0000	inf
	Intercomb.	0,2°C	0.200202747	N	0.1001	inf
	Imped fios	0,07 ohm	0.023148894	R	0.0134	inf
	Longterm	0,01°C	0.010010737	R	0.0058	inf
	Ruido transd	0,46 nV	0.000000000	N	0.0000	inf
	SelfHT	0,02 mV	0.020020733	U	0.0142	inf
Amplificador	Voff_Temp	9 uV	0.029789189	R	0.0172	inf
	Ibias	2 nA	0.011395245	R	0.0066	inf
	GainA	0,4167%	0.153164710	R	0.0884	inf
	VoffA	54 uV	0.179158121	R	0.1034	inf
	ImpedA	10E10	0.000003944	R	0.0000	inf
	CMRRA	115 dB	0.744981005	R	0.4301	inf
	PSRRA	68 uV	0.225773699	R	0.1304	inf
	NoiseVA	0.4 uV	0.000228734	N	0.0001	inf
	G_NLA	60 uV	0.199127160	R	0.1150	inf
	LongtermA	5,28 uV	0.017475515	R	0.0101	inf
Fonte de corr.	Fonte Tensão	0.05 V	0.366224277	R	0.2114	inf
	Rf	10 kohm	0.366876215	R	0.2118	inf
	Voff_741	6 mV	0.044236308	R	0.0255	inf
	Imp_741	2 Mohm	0.000000000	R	0.0000	inf
	CMRR_741	90 dB	0.001167360	R	0.0007	inf
	Ibias	80 nA	0.058998290	R	0.0341	inf
	Ruido Resist.	168,34 nV	0.000003944	R	0.0000	inf
	TempC	NA	0.000007887	R	0.0000	inf
ADC	Quant	0,73 mV	0.000007887	R	0.0000	inf
	NL	2,44 mV	0.000007887	R	0.0000	inf
	IbiasADC	100 pA	0.000007887	R	0.0000	inf
	GainADC	2 mV	0.000007887	R	0.0000	inf
	VoffADC	1 mV	0.132611864	U	0.0938	inf
	RelatADC	3,6 mV	0.480047042	N	0.2400	inf
	CMRRADC	3,1 mV	0.412933074	R	0.2384	inf
<b>Total</b>					<b>0.6844</b>	<b>inf</b>
<b>k= 2.00</b>					<b>U= 1.37 °C</b>	

Balanco / Balanc Graf / Incert faixa / Transf

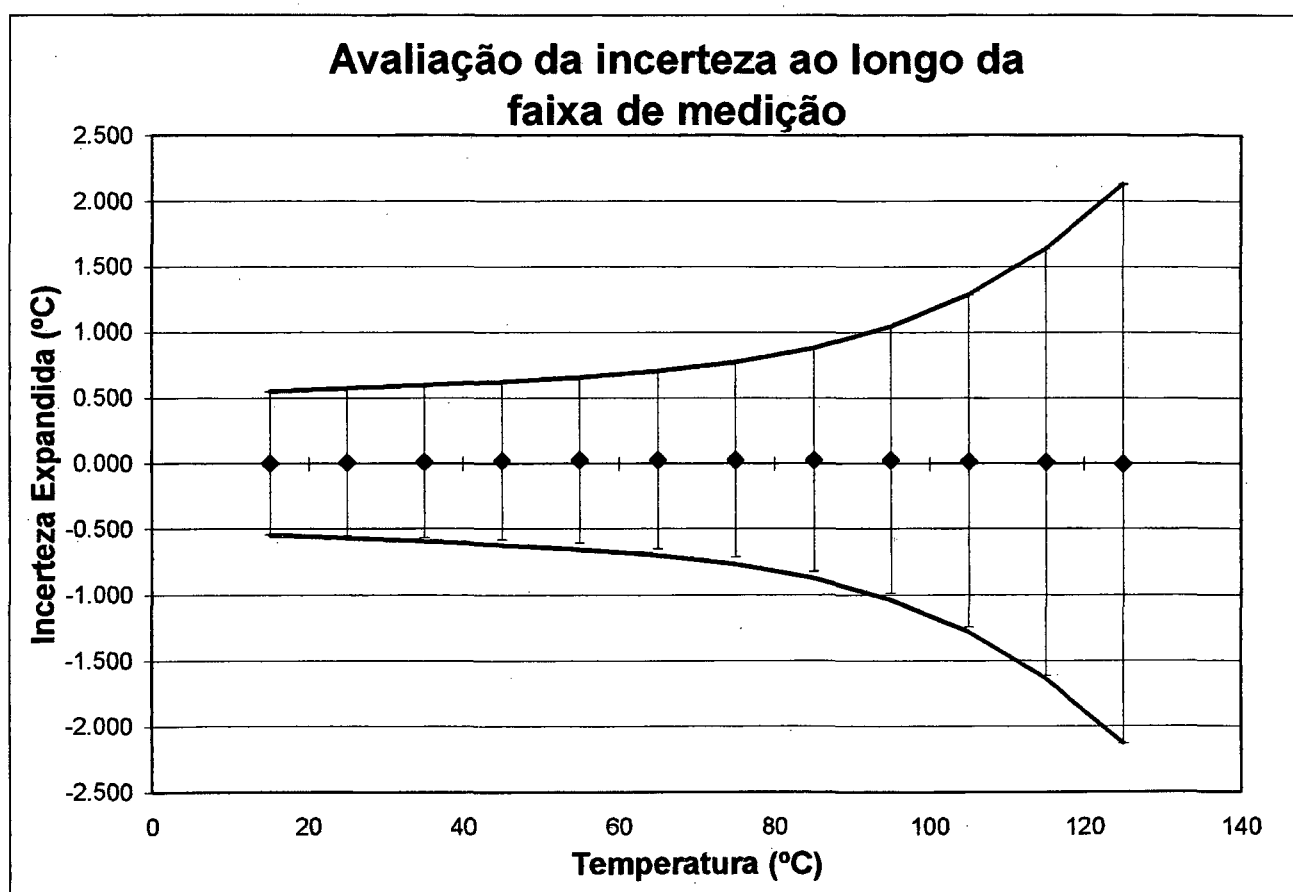
Pronto NUM

Figura 4.19 – Planilha de balanço de incertezas

### 4.3.4 Planilhas de indicação gráfica da incerteza

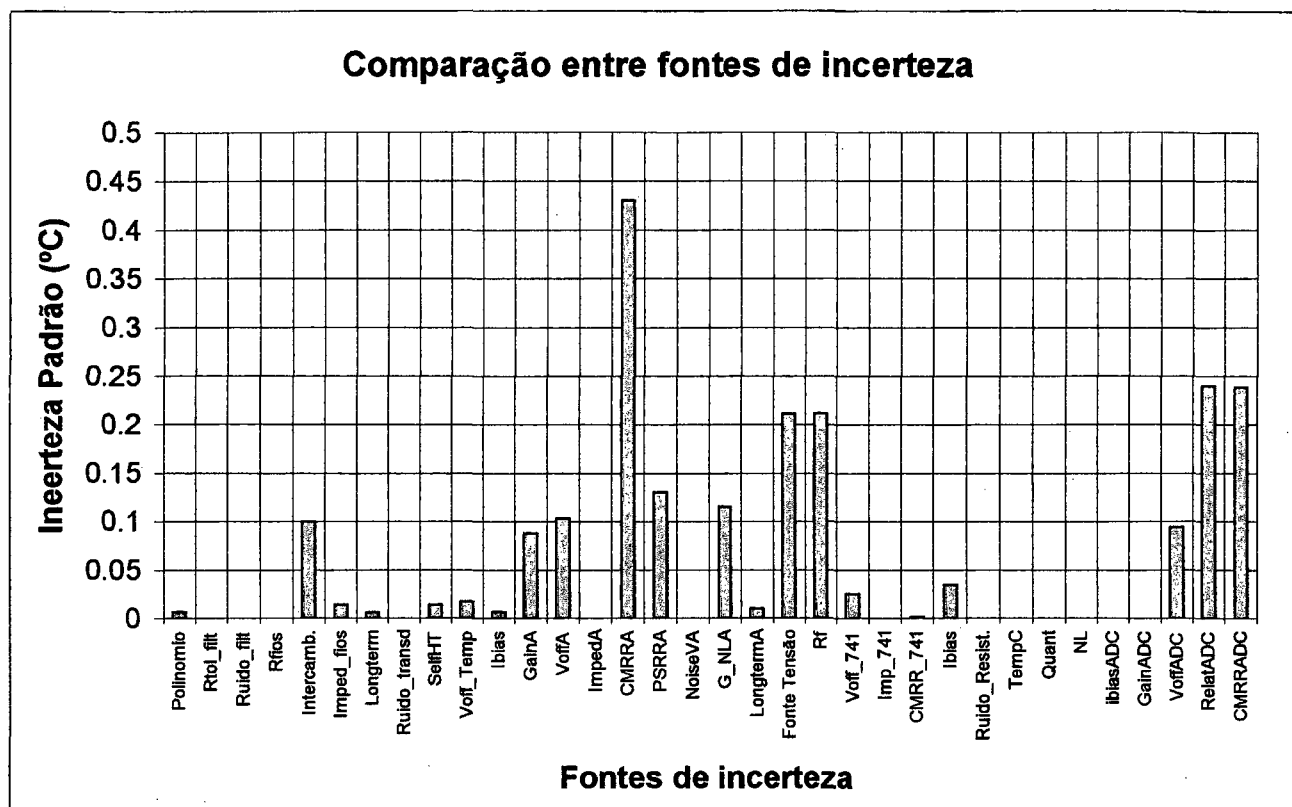
As planilhas de indicação gráfica são utilizadas para a análise posterior do processo de avaliação. Existem 2 planilhas voltadas a essa tarefa:

- a) **Incerteza ao longo da faixa de medição:** esse gráfico indica a incerteza expandida encontrada ao longo da faixa de medição. É também apresentada a curva de erro de linearidade, que auxilia na determinação da melhor curva de ajuste utilizada no programa do computador.



**Figura 4.20 – Gráfico da avaliação da incerteza ao longo da faixa de medição**

- b) **Comparação entre fontes de incerteza:** este gráfico apresenta, em forma de barras, as fontes de incerteza que mais contribuem para a incerteza global. Assim, em rápida análise, é possível definir sobre quais fontes de incerteza se deve atuar para se reduzir a incerteza combinada.



**Figura 4.21 – Comparação entre fontes de incerteza**

#### **4.4 DISCUSSÃO SOBRE O SISTEMA DE AUXÍLIO À AVALIAÇÃO DA INCERTEZA**

O sistema integrado de auxílio à avaliação de incerteza mostrou-se viável e operacional. Embora a utilização do sistema necessite de conhecimentos de instrumentação e metrologia, não exige conhecimento muito especializados nas diversas áreas, tornando-a acessível a profissionais de vários níveis encontrados na indústria. A automação da quantificação das incertezas individuais e do cálculo da incerteza expandida permite uma redução considerável do tempo de avaliação.

Essa metodologia mostra-se importante principalmente quando existe a necessidade de avaliação da composição de diversos módulos independentes. Nesse caso as informações relativas, não somente aos blocos componentes, mas também às iterações existentes, resultam em um número muito grande de fontes de incerteza a serem analisadas, tornando o cálculo manual bastante trabalhoso, senão impraticável.

Do ponto de vista dos módulos, a estrutura dos blocos criada (símbolo, estrutura interna e propriedades) facilita a construção das cadeias de medição de temperatura. Através das

propriedades as informações apresentadas pelo catálogo do fabricantes são passadas para o modelo, evitando a necessidade de cálculos adicionais.

Por outro lado, durante o desenvolvimento dos modelos de simulação, pôde-se constatar que algumas configurações de modelos geram erros no núcleo do PSpice. O caso ocorreu durante a tentativa de realização do modelo de uma fonte de corrente integrada com tolerância do valor nominal bastante pequena para ser usada na análise de Monte Carlo. Os valores apresentados mostravam bandas largas sem a ocorrência de eventos durante a geração dos números aleatórios, distorcendo a distribuição e inviabilizando o uso desse modelo. Esse erro é possivelmente causado por problemas de precisão numérica e, por não ser possível acessar o código do programa de simulação, esse erro não pode ser corrigido. Dessa forma, a validação do modelo e a delimitação de uso é de grande importância para sua utilização posterior.

Para facilitar a implementação da metodologia, o sistema foi realizado com programas que podem facilmente ser encontrados no mercado, como a planilha de cálculo Excel. No caso do programa de simulação PSpice, para cadeias de medição de pequenas dimensões, o programa de demonstração pode ser utilizado com os modelos empregados, sem perda de funcionalidade. Entretanto, outros programas de simulação como Proteus (Labcenter Electronics Ltd.) ou Workbench (Interactive Image Technologies Ltd.) podem também ser utilizados tal como apresentado neste capítulo. Em alguns casos, programas de simulação não voltados para a área de circuitos integrados, como os sistema de cálculo MathCad (Mathsoft, Inc.) ou MatLab (Mathworks, Inc.) ou até mesmo sistemas de programação como LabVIEW (National Instruments Co.), podem ser utilizados na fase de quantificação. A opção entre os diferentes programas encontra-se na maior ou menor facilidade de construção dos modelos e de realização da simulação.

Apesar de facilitar o cálculo da incerteza, o sistema integrado de auxílio utiliza dois programas que não permitem uma integração direta. A forma utilizada para integração do protótipo foi realizada manualmente através de comandos de copiar e colar. Para melhorar essa característica pode-se utilizar um programa que converta o arquivo de saída do PSpice, de formato interno próprio, para o formato que possa ser lido pela planilha. Essa implementação não pôde ser realizada devido a dificuldade de obtenção do formato de saída do arquivo e da falta de tempo para implementação do programa.

A utilização dos programas de simulação de circuitos integrados possibilitou, através da análise de corrente contínua ("DC"), a determinação da incerteza da cadeia em toda a faixa de medição, tornando mais rápido o processo de análise. Entretanto, os recursos apresentados neste trabalho não esgotam as possibilidades de uso do sistema de simulação do DesignLab. Existem

ainda outras formas de análise que apresentam informações importantes à avaliação de incerteza. O sistema permite ainda a utilização da análise no domínio da frequência (“AC”) e a análise no domínio do tempo (“Transient”), que podem auxiliar na determinação das influências das características dinâmicas da cadeia. O programa também permite a avaliação da variação de temperatura ambiente e a análise de ruídos, sendo essa última com algumas restrições.

Uma dificuldade operacional encontrada no uso do sistema está na quantificação das fontes de incerteza. A avaliação consiste em trocar os valores ideais das incertezas dos componentes e realizar, através da análise individual de cada fonte de incerteza, a estimativa da incerteza da cadeia como um todo. Assim para  $n$  fontes de incerteza, são necessárias  $n+1$  simulações e com  $2.n$  trocas de valores, tornando muito fácil a realização de enganos tais como a avaliação sob influência de duas fontes. Uma proposta para diminuir a quantidade de fontes de incerteza a serem avaliadas consiste na utilização de técnicas de Taguchi para determinação das fontes de maior influência nos modelos de simulação e, posteriormente, serem quantificadas somente as fontes com maior influência no resultado final [117].

O sistema de auxílio para avaliação de incerteza em sistemas de medição, apesar de demonstrar viabilidade, possui problemas devido ao caráter de protótipo do programa. Os modelos criados necessitam a validação para diferentes situações, além da necessidade de implementação de outros blocos, como por exemplo, para diferentes termopares. Em alguns casos, como a avaliação dos efeitos da temperatura ambiente, existem dificuldades na implementação de todos os seus efeitos dentro de uma cadeia de medição. Análises desse tipo exigem um conhecimento mais aprofundado do avaliador para saber como proceder na análise e também abre espaço para pesquisas futuras nessa área.

Frente a essas conclusões, torna-se possível visualizar uma proposta de como um sistema integrado de avaliação de incerteza em sistemas de medição deveria funcionar. A primeira necessidade está na integração das planilhas com os simuladores, de forma a facilitar a realização da análise. A determinação das fontes de incerteza poderia ser auxiliada pelo computador, de acordo com a composição da cadeia de medição. Assim, o programa montaria o balanço das principais fontes de incerteza automaticamente, necessitando somente a inclusão de fontes não previstas na cadeia ou das fontes decorrentes do mensurando. Outra possibilidade de melhoria pode ser alcançada através da troca automática das propriedades do modelo, entre o valor ideal e o real. Dessa forma, a avaliação seria bastante facilitada, tendo um alto grau de automação.

## **CAPÍTULO 5**

# **APLICAÇÃO DA METODOLOGIA DE GERENCIAMENTO DA INCERTEZA**

A metodologia de gerenciamento da incerteza com auxílio do computador foi proposta com o objetivo facilitar a implementação de sistemas para a garantia da confiabilidade metrológica, além de reduzir esforços na realização da avaliação da incerteza. Para avaliar os resultados dessa implementação, foi realizado um estudo de caso aplicado ao desenvolvimento de um sistema de medição de temperatura para determinação de rendimento de bombas hidráulicas. O desenvolvimento da análise e as conclusões são apresentadas neste capítulo.

Esse estudo de caso foi realizado na empresa Advanced Energy Monitoring Systems Ltd. (AEMS Ltd.) situada no Reino Unido, durante o período de Abril a Outubro de 1999. Resguardando o sigilo das informações de segredo intelectual, a abordagem neste capítulo é voltada mais ao emprego da metodologia do que nos circuitos envolvidos. Em virtude disso, os circuitos são apenas apresentados esquematicamente a nível de módulos.

### **5.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA**

Bombas hidráulicas são utilizadas em uma grande quantidade de processos industriais. Em sua vida útil, 95% dos recursos envolvidos com bombas hidráulicas são custos com energia elétrica, 4% são custos de manutenção e 1% são de aquisição. Assim, a determinação e a monitoração do rendimento da bomba são importantes para indicar se o seu ponto de operação está próximo do ponto de rendimento máximo, de forma a reduzir esses custos [118].

Segundo a ISO 5198, existem dois métodos de determinação de rendimento: o convencional e o termodinâmico [6]. Ambos possuem vantagens e desvantagens que são discutidas em [119]. A utilização do método termodinâmico possui como principal vantagem não necessitar de muitas modificações na instalação para realizar a medição, tornando-o muito conveniente para testes em campo [6].

Utilizando o processo termodinâmico, o rendimento da bomba é determinado através da medição das seguintes informações: temperatura e pressão da entrada e da saída da bomba, características físicas da bomba e propriedades do fluido [6]. Analisando a influência de cada grandeza a ser medida no cálculo do rendimento, verifica-se que somente através da medição de pequena magnitude e com baixa incerteza (na ordem de milikelvin) da diferença entre as

temperaturas de entrada e saída da bomba, torna-se possível a utilização prática desse método. Assim, a garantia da incerteza de medição dessa grandeza é de grande importância para que o método apresente resultados confiáveis.

A equação que é utilizada para determinação do rendimento ( $\eta$ ) é dada por [6]:

$$\eta = \frac{\overline{V}_m(p_2 - p_1) + \frac{U_2^2 - U_1^2}{2} + g(z_2 - z_1)}{\overline{\alpha}(p_2 - p_1) + \overline{C}_p(\Theta_2 - \Theta_1) + \frac{U_2^2 - U_1^2}{2} + g(z_2 - z_1)} \quad (5.1)$$

onde:

$\overline{V}_m$  : Volume específico ( $\text{m}^3 / \text{kg}$ );

$p_1, p_2$  : Pressão de entrada e saída, respectivamente ( Pa );

$U_1, U_2$ : Velocidade de entrada e saída, respectivamente (m/s);

$z_1, z_2$  : Altura de elevação de entrada e saída, respectivamente ( m );

$\overline{\alpha}$  - Coeficiente isotérmico médio (  $\text{m}^3/\text{kg}$  );

$\overline{C}_p$  - Calor específico a pressão constante (  $\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$ );

$\Theta_1, \Theta_2$  - Temperatura de entrada e saída do líquido (  $^{\circ}\text{C}$  ).

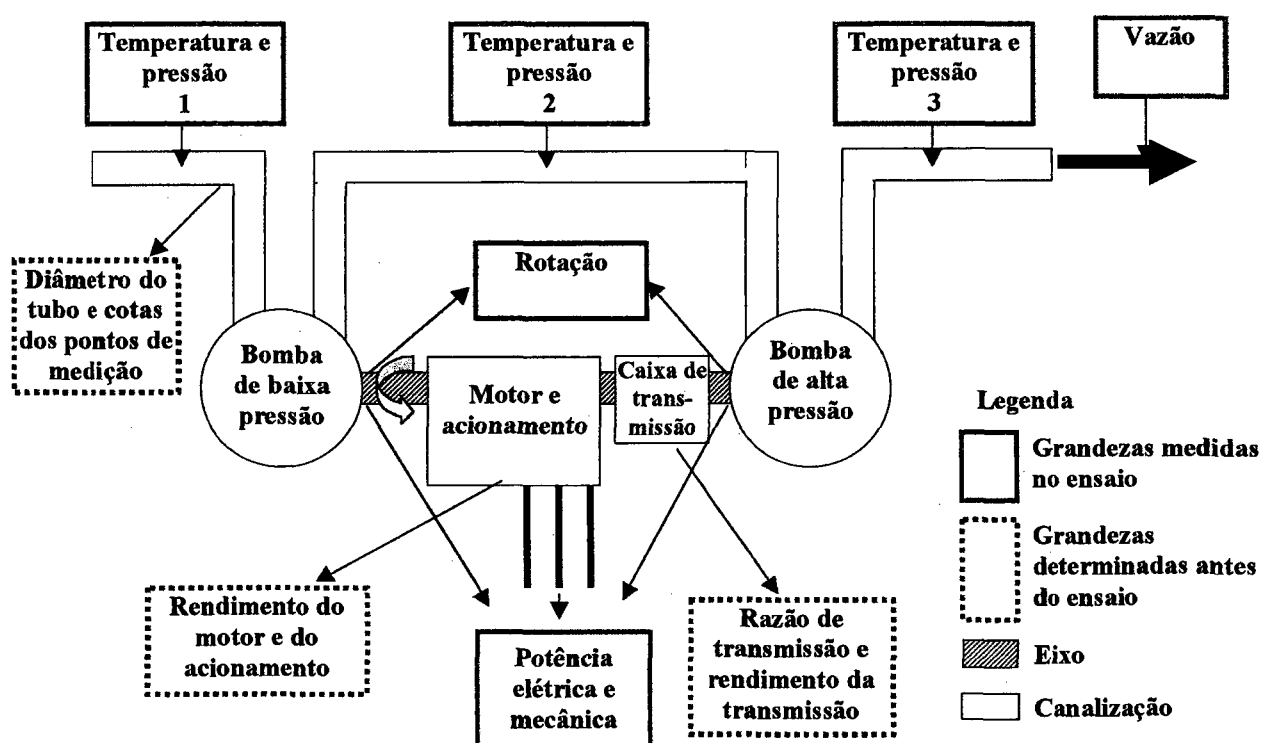
Do ponto de vista da confiabilidade metrológica, neste caso específico, existem pelo menos duas razões para avaliar a incerteza: a primeira é relativa à norma ISO 5198, que define limites admissíveis de incerteza na determinação do rendimento para que um teste seja válido; a segunda é em relação à necessidade do mercado na determinação e comprovação da incerteza da medição. Nesse sentido, o procedimento de gerenciamento de incerteza pode ser utilizado para controlar e indicar as especificações dos diversos componentes que interferem no desempenho metrológico de sistemas de medição para determinação de rendimento de bombas.

Para ser possível testar a metodologia proposta, ela foi aplicada no desenvolvimento de um sistema de medição de rendimento para um sistema de bombeamento de água para alimentação de caldeiras em usinas termoeletricas. O sistema de bombeamento em questão é composto por duas bombas (bomba de baixa pressão, ou “booster”, e de alta pressão) que trabalham com pressões da ordem de 200 bar, e com temperaturas superiores a  $120^{\circ}\text{C}$ .



## 5.2 REQUISITOS METROLÓGICOS E OPERACIONAIS

Para realizar a medição de rendimento de bombas hidráulicas, a configuração mostrada na Figura 5.1 pode ser empregada. Esse sistema permite a determinação de rendimento do “booster” através da medição da pressão e da temperatura dos pontos 1 e 2; o rendimento da bomba de alta pressão pode ser determinada através dos pontos 2 e 3, e o rendimento do sistema em conjunto, através de medições nos pontos 1 e 3. Utilizando-se o fato de ser possível a fácil modificação dos pontos de medição, o sistema pode ser composto por duas cadeias de medição de temperatura, duas cadeias de medição de pressão e um sistema de medição de potência elétrica. Para a realização do cálculo, necessita-se ainda a medição de outras variáveis, como cotas e diâmetros das canalização, mas que não requerem medição contínua durante o teste.



**Figura 5.1 – Sistema de medição de rendimento de bombas de alimentação de caldeiras**

Na aplicação da metodologia para esse sistema, verificou-se que a quantidade de fontes de incerteza necessárias para a avaliação da incerteza do rendimento é muito grande, tornando complexa a avaliação direta. Nesse caso, optou-se por realizar a seguinte metodologia: avaliar a incerteza do rendimento, estabelecendo incertezas máximas para cada cadeia de medição (incerteza alvo) e, após, aplicar a metodologia de gerenciamento de incerteza para cada grandeza a ser medida e projetar e desenvolver o sistema de medição para alcançar esse valor. No caso de não alcançar a

incerteza alvo, a incerteza avaliada é propagada para avaliação de rendimento, tornando o sistema consistente e, se for o caso, revendo o valor da incerteza alvo.

No caso especial desse tipo de sistema de bombeamento, o equipamento básico, denominado “Yatesmeter” (AEMS Ltd.) [120], não pôde ser utilizado em razão da temperatura do fluido (150°C) ser superior ao limite máximo de temperatura de medição, pois é baseado em transdutores integrados de temperatura (faixa de medição máxima de 100°C). Nesse caso, um novo sistema de medição de temperatura necessitou ser desenvolvido, possibilitando a aplicação da metodologia.

Será exposto a seguir o procedimento realização do desenvolvimento do sistema de medição de temperatura absoluta.

### **5.3 GERENCIAMENTO DA INCERTEZA APLICADO AO PROJETO DE SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA**

O procedimento aplicado possui os seguintes passos:

- especificação do processo de medição;
- projeto do sistema de medição;
- avaliação da incerteza (iteração 1) e redução das incertezas mais elevadas;
- avaliação de incerteza (iteração 2) e redução das incertezas mais elevadas;
- avaliação de incerteza (iteração 3).

A descrição dos detalhes da implementação é apresentada a seguir.

#### **5.3.1 Especificações do processo de medição**

O processo de medição tem inicialmente as seguintes especificações:

**Tarefa:** medição de temperatura absoluta em água, na faixa de 0°C a 250°C .

**Incerteza alvo (expandida):**  $\pm 0,1^\circ\text{C}$  (95%) – valor obtido da norma ISO 5198.

**Princípio de medição:** variação da resistência de um fio de platina quando submetido à variação de temperatura.

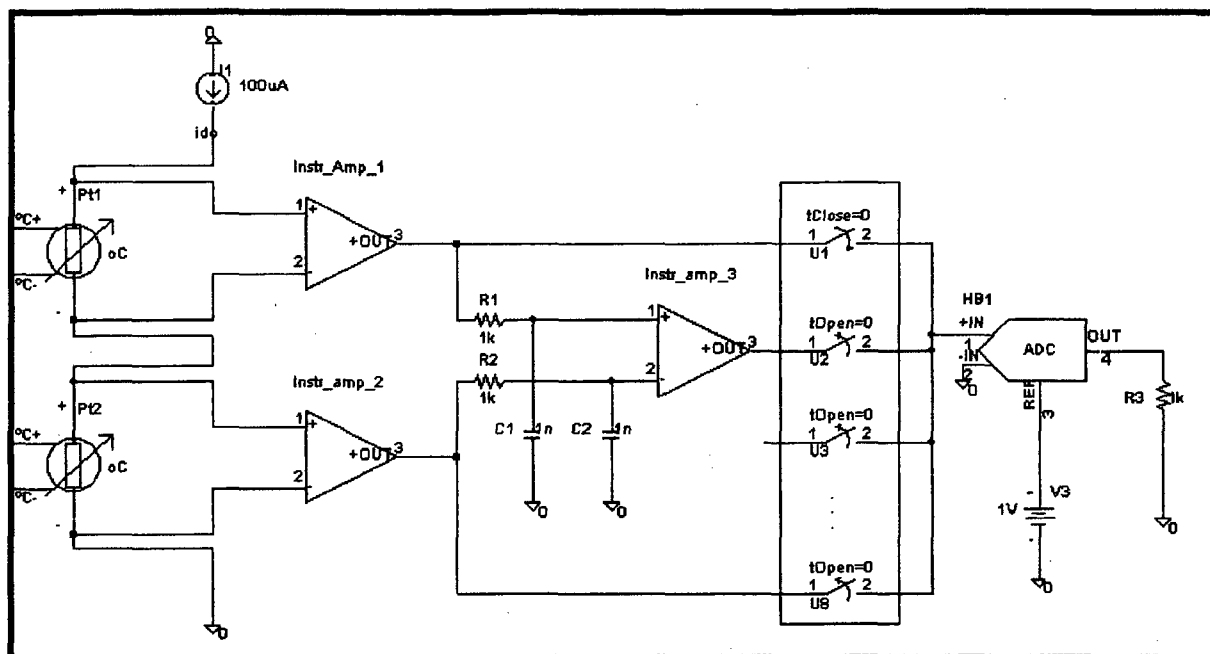
**Método de medição:** termorresistência de platina de 1000  $\Omega$  a 0°C.

**Procedimento de medição:** colocar o transdutor diretamente em contato com o fluido, esperar a estabilização e realizar a leitura através do sistema.

**Condições de medição:** temperatura ambiente variando entre 10°C e 45°C.

### 5.3.2 Projeto do sistema de medição

Seguindo uma metodologia de projeto de cadeias eletrônicas [31], obteve-se uma primeira proposta de circuito de medição. Esquematicamente, a topologia do circuito é mostrada na Figura 4.6.



**Figura 5.2 – Configuração da cadeia de medição utilizada**

Para compor o sistema de medição, o sinal é adquirido por um sistema microprocessado que converte o sinal de saída da cadeia de medição (V) em um valor de temperatura (T), através de uma curva de ajuste linear definida por:

$$T = A_1 \cdot V + A_0 [^{\circ}\text{C}] \quad (5.2)$$

Onde:  $A_0$  e  $A_1$  são constantes obtidas, por regressão linear, através de calibração.

### 5.3.3 Avaliação da incerteza (iteração 1)

A Figura 5.2 representa o modelo utilizado nas simulações do PSpice para a avaliação da incerteza.

Utilizando o sistema de avaliação de incerteza, relacionou-se as fontes de incerteza referentes ao sistema de medição, mostrado na Figura 5.3, e o balanço de incerteza é mostrado na Figura 5.4.

Microsoft Excel - Calculo\_Dissertacao\_iter0.xls

Arquivo Editar Exibir Inserir Formatar Ferramentas Dados Janela Ajuda

Arial 10 N I S

A1 =

**LAB METRO**  
FURNIMETROS

**Descrição das fontes de incerteza**

No.	Módulo	Fonte de incerteza	Código	Descrição / Comentário	Ref
1	Software	Polinômio de ajuste	PolAj1	Polinômio de primeira ordem	1a.
2	Instalacao	Aquec. Viscosidade	Viscosidade	Não analisado no momento	-
3		Resposta Dinâmica	Dinamica	Não analisado no momento	-
4		Transferência de calor	Transcal	Não analisado no momento	-
5	Transdutor	Incerteza da calibração	Ucalib	$(0,15 \pm 0,002 T)^\circ\text{C}$	$0,15 \pm 0,002 T$
6		Efeito termoeletrico	TermoT	Lig. cobre/estanho ( $3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ e $1^\circ\text{C}$ diferença)	$3 \mu\text{V}$
7		Estab. a longo prazo	Estabilidade	$0,01^\circ\text{C}$ estimado (2 anos)	$0,01^\circ\text{C}$
8		Ruído	RuídoT	$\text{raiz}(4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B) \Rightarrow 260^\circ\text{C} / 1976,5 \text{ ohm} / 10 \text{ kHz}$	$2,412 \mu\text{V}$
9		Auto aquecimento	AutoaqT	$10 \text{ mW/K}$	$10 \text{ mW/K}$
10		Impedância fio	ImpedT	$2 \text{ m com } 0,1 \text{ ohm/m}$	$0,2 \text{ ohm}$
11		Resistência de isolamento	IsolacaoT	Desprezível (abaixo de $300^\circ\text{C}$ )	-
12	Amplificador	Ganho	GanhoA	$\text{Gain}(\text{max}) = 0,15\% \Rightarrow \text{gain} = 10,015$	$0,15\%$
13		Tensão de offset	VoffA	$\text{Voff}(\text{max}) = 10 \mu\text{V}$	$10 \mu\text{V}$
14		Impedância	ImpedA	$R_{in} = 100 \text{ Mohm} \cdot R_{out} = 10 \text{ ohm}$	$100 \text{ Mohm}$
15		Modo comum	CMRR	$\text{CMRR} = 90 \text{ dB}$	$90 \text{ dB}$
16		Rejeição da fonte	PSRR	$V_s = 0,01\text{V}$ e $\text{PSRR} = 105 \text{ dB} = 177828 = 56 \text{ nV}$	$105 \text{ dB}$
17		Ruído	RuídoA	$1,9 \mu\text{V}$ pico-a-pico	$2 \mu\text{V}$
18		Não linearidade ganho	G NLA	$40 \text{ ppm} = 10,0004$	$40 \times 10^{-4}$
19		Offset com temperat.	VoffDA	$100 \text{ nV/K em } 10^\circ\text{C}$	$1 \mu\text{V}$
20	Fonte de corr.	Tolerância	TolS	$0,5\%$	$0,5\%$
21		Ruído	RuídoS	$1 \text{ nA}$ pico-a-pico	$1 \text{ nA}$
22		Variação com tempo	TempcoS	$25 \text{ ppm em } 10^\circ\text{C}$	$25 \times 10^{-4}/^\circ\text{K}$
23		Impedância	ImpS	$20 \text{ Mohm}$	$20 \text{ Mohm}$
24	Chave	Resist. chave ligada	RonC	$100 \text{ ohm}$	$100 \text{ ohm}$
25		Corrente de fuga	IfugaC	$100 \text{ ohm and } I_{\text{max}} = 4 \mu\text{A}$	$4 \mu\text{A}$
26		Crosstalk	CrossC	Não analisado	-
27		Temperatura	TempC	Não analisado	-
28	ADC	Erro de quantização	Quant	$1 \text{ LSB}$	$1 \text{ LSB}$
29		Não-linearid. diferencial	NLD	$0,01 \text{ LSB}$	$0,01 \text{ LSB}$
30		Erro Rollover	NLI	$1 \text{ LSB}$	$1 \text{ LSB}$
31		Ganho	GanhoADC	Tolerância da tensão referência	$0,05\%$
32		Offset	VoffADC	$2 \mu\text{V}/^\circ\text{C} - 5^\circ\text{C}$	$10 \mu\text{V}$
33		Ruído	Ruído	$15 \mu\text{V}$	$15 \mu\text{V}$
34		Temperatura	TempADC	Não analisado	-

Pronto NUM

Figura 5.3 – Fontes de incerteza utilizadas para avaliação

Microsoft Excel - Calculo\_Dissertacao\_iter0.xls

Arquivo Editar Exibir Inserir Formatar Ferramentas Dados Janela Ajuda

Arial 10 N I S

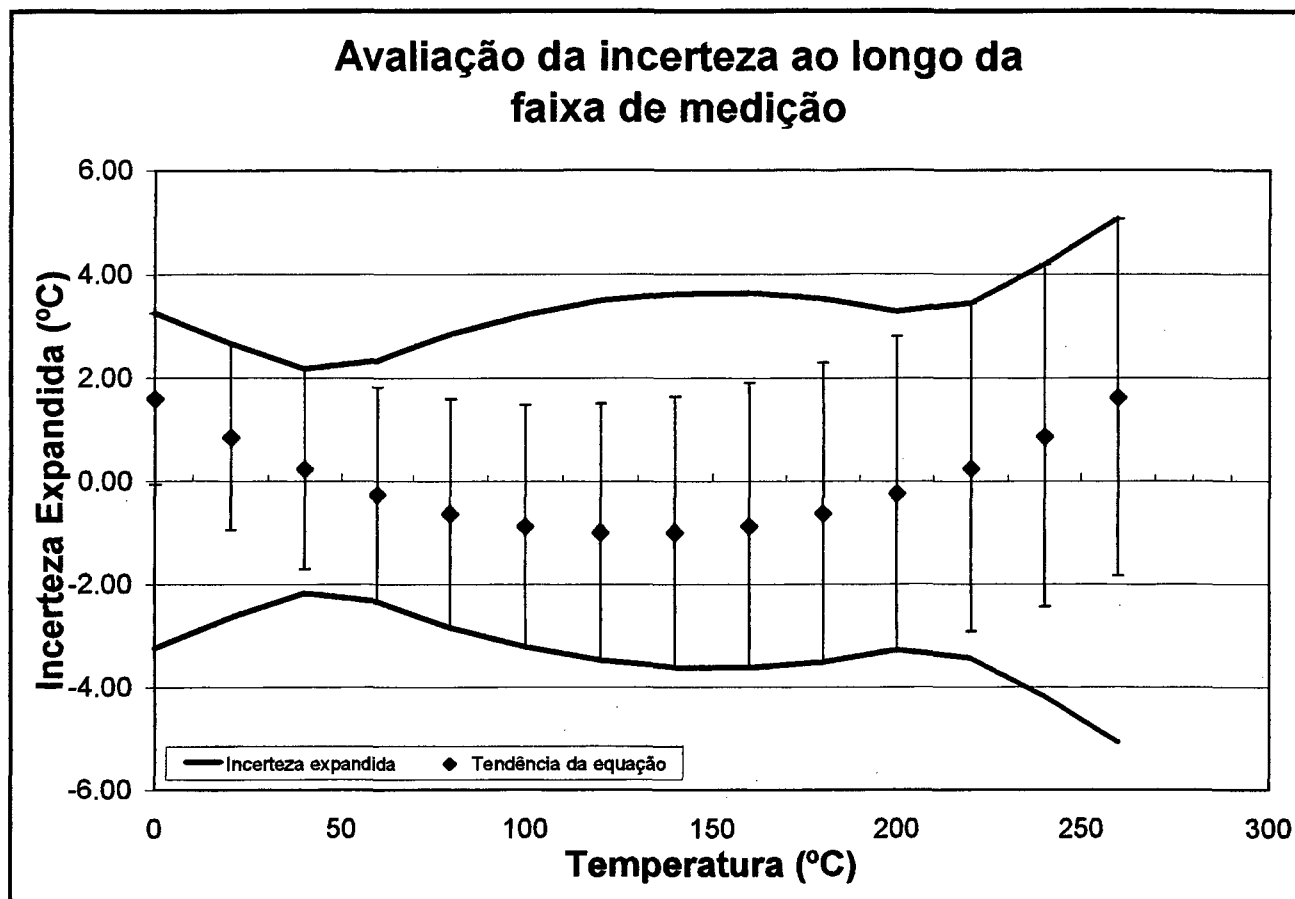
A1 =

No.	Módulo	Fonte Incert.	Quantif. (unit)	Quantif. (°C)	Distrib.	Incert. Pad.	DoF
1	Software	PolAjl	1a.	1.599326300	R	0.9179	inf
2	Instalacao	Viscosidade	-	0.000000000	U	0.0000	inf
3		Dinamica	-	0.000000000	R	0.0000	inf
4		Transcal	-	0.000000000	R	0.0000	inf
5	Transdutor	Ucalib	0,15±0,002.T	0.156010865	N	0.0780	inf
6		TermoT	3 uV	0.007978567	R	0.0046	inf
7		Estabilidade	0,01°C	0.010395527	R	0.0060	inf
8		RuidoT	2,412 uV	0.006419238	N	0.0032	inf
9		AutoaqT	10 mW/K	0.001039553	U	0.0007	inf
10		ImpedT	0,2 ohm	0.000000000	R	0.0000	inf
11		IsolacaoT	-	0.000000000	R	0.0000	inf
12	Amplificador	GanhoA	0,15%	0.399188221	R	0.2305	inf
13		VoffA	10 uV	0.026612548	R	0.0154	inf
14		ImpedA	100 Mohm	0.002650859	R	0.0015	inf
15		CMRRA	90 dB	0.126227682	R	0.0729	inf
16		PSRRA	105 dB	0.000155933	R	0.0001	inf
17		RuidoA	2 uV	0.005327707	N	0.0027	inf
18		G NLA	40 ± 10-6	0.010855415	R	0.0062	inf
19		VoffDA	1 uV	0.002650859	R	0.0015	inf
20	Fonte de corr.	ToiS	0,5%	1.330627404	R	0.7682	inf
21		RuidoS	1 nA	0.002650859	N	0.0013	inf
22		TempeoS	25 ± 10-6/K	0.066531370	R	0.0384	inf
23		ImpS	20 Mohm	0.026612548	R	0.0154	inf
24	Chave	RonC	100 ohm	0.000000000	R	0.0000	inf
25		IfugaC	4 uA	0.106554148	R	0.0615	inf
26		CrossC	-	0.000000000	R	0.0000	inf
27		TempC	-	0.000000000	R	0.0000	inf
28	ADC	Quant	1 LSB	0.000000000	R	0.0000	inf
29		NLD	0.01 LSB	0.000000000	R	0.0000	inf
30		NLI	1 LSB	0.000000000	R	0.0000	inf
31		GanhoADC	0,05%	0.132984774	R	0.0768	inf
32		VoffADC	10 uV	0.002650859	U	0.0019	inf
33		Ruido	15 uV	0.004002278	N	0.0020	inf
34		TempADC	-	0.000000000	R	0.0000	inf
Total						1.7343	inf
k= 2.00						U= 3.47 °C	

Descrição Balanco Balanc Graf Incert faixa

Figura 5.4 – Balanço de incerteza para obtido na avaliação

Avaliando todas as fontes de incerteza consideradas, obteve-se um diagrama de incerteza ao longo da faixa de medição, mostrado na Figura 5.5.



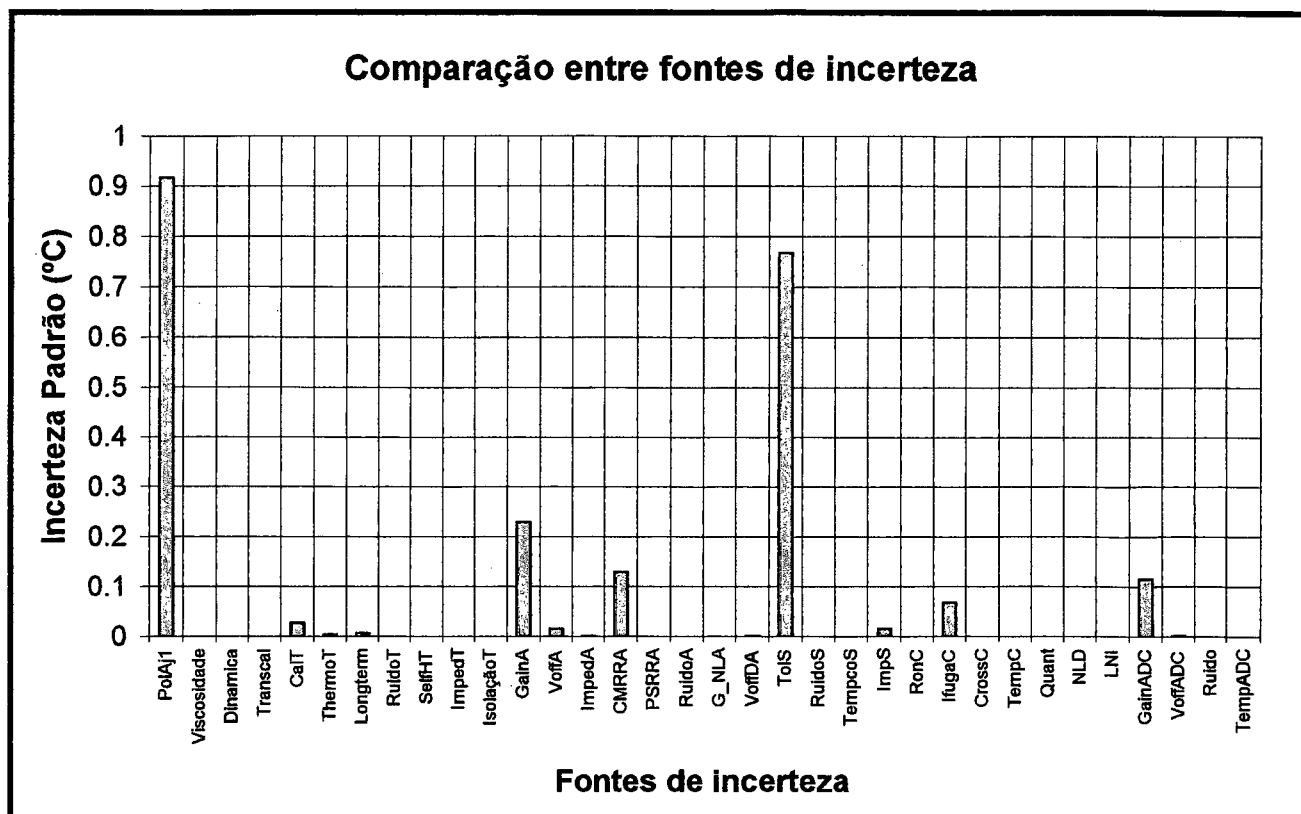
**Figura 5.5 – Variação da incerteza expandida ao longo da faixa de medição**

Obteve-se com essa avaliação uma incerteza inicial de 3,5°C para 0°C, que é bem superior à incerteza expandida alvo (0,1°C).

### 5.3.4 Identificação das principais fontes de incerteza e formas de melhorias

Analisando as fontes de incerteza verificou-se que as fontes que mais predominaram foram: polinômio de ajuste (do software); tolerância da corrente de excitação; ganho do amplificador; razão de rejeição de modo comum do amplificador; ganho do conversor analógico-digital; tolerância do termorresistor; correntes de fuga das chaves.

A Figura 5.6 apresenta o gráfico com as fontes de incerteza mais importantes.



**Figura 5.6 – Gráfico comparativo das fontes de incerteza (iteração 1)**

Uma proposta de curva de regressão que melhor ajusta a não linearidade do transdutor está apresentada na Equação ( 5.3 ), que conduz a erros bastante baixos (inferiores a 1 mK) dentro da faixa de medição especificada.

$$T = A_3 X^3 + A_2 X^2 + A_1 X + A_0 [^{\circ}\text{C}] \quad (5.3)$$

onde:  $A_3$ ,  $A_2$ ,  $A_1$ ,  $A_0$  são constantes obtidas da curva de ajuste por regressão nos pontos de calibração.

A fonte de corrente especificada inicialmente é um circuito integrado disponível no mercado (REF200). Como não se atingiu o resultado esperado, uma fonte de corrente com componentes discretos foi implementada (fonte de tensão de referência e resistor de alta estabilidade e tolerância de 0.02%), atingindo uma melhor performance que o circuito integrado.

Analisando a folha de dados do amplificador utilizado, verifica-se que o valor do erro de ganho de  $\pm 0,15\%$  utilizado para avaliação foi especificado para uma faixa de trabalho de temperatura muito mais ampla ( $-40^{\circ}\text{C}$  a  $70^{\circ}\text{C}$ ). Antes de realizada a 1ª iteração não se tem idéia da ordem de grandeza da influência de cada componente de incerteza. Em função disso, a 1ª iteração

da foi realizada empregando valores máximos especificados para cada componente (recomendação apresentada na seção 2.3.2), uma nova avaliação mais criteriosa foi realizada e verificou-se que para a faixa de temperatura de trabalho delimitada, o valor típico é especificado a 0,01% e com máximo de 0,075%. Na reavaliação utilizou-se o valor de 0,075%. Para o caso da razão de rejeição de modo comum, o mesmo procedimento foi realizado e mudou-se de 85 dB para 90 dB.

No caso do ganho do conversor analógico-digital, determinou-se que a principal fonte de erro foi proveniente da tolerância dos resistores utilizados para composição da tensão de referência. Resistores com tolerâncias menores foram utilizadas para reduzir essas incertezas.

O transdutor especificado inicialmente (termorresistor classe B, segundo [65]) necessita ser substituído por um de menor erro máximo admissível (classe A [65]), que resulta em um instrumento mais próximo da característica de resposta ideal. Esse também deve ser calibrado e ajustado individualmente para poder ser utilizado. Com esse procedimento supõem-se obter incertezas relativas à determinação do polinômio não maiores que  $\pm 0.05^{\circ}\text{C}$ .

As chaves apresentaram correntes de fuga de 4 uA para esta configuração. Chaves com correntes de fuga de 0,5 nA foram especificadas.

### **5.3.5 Avaliação da incerteza (iteração 2)**

Reavaliando a incerteza, levando em consideração as alterações propostas em 5.3.4., é alcançado o resultado mostrado na Figura 5.7.

Nessa iteração, a incerteza expandida avaliada máxima ao longo da faixa de medição ( $U_A$ ) atingiu o valor aproximado de  $0,65^{\circ}\text{C}$ , que ainda é superior à incerteza alvo de  $0,1^{\circ}\text{C}$ ; portanto o circuito deve ser modificado para atingir essa especificação.



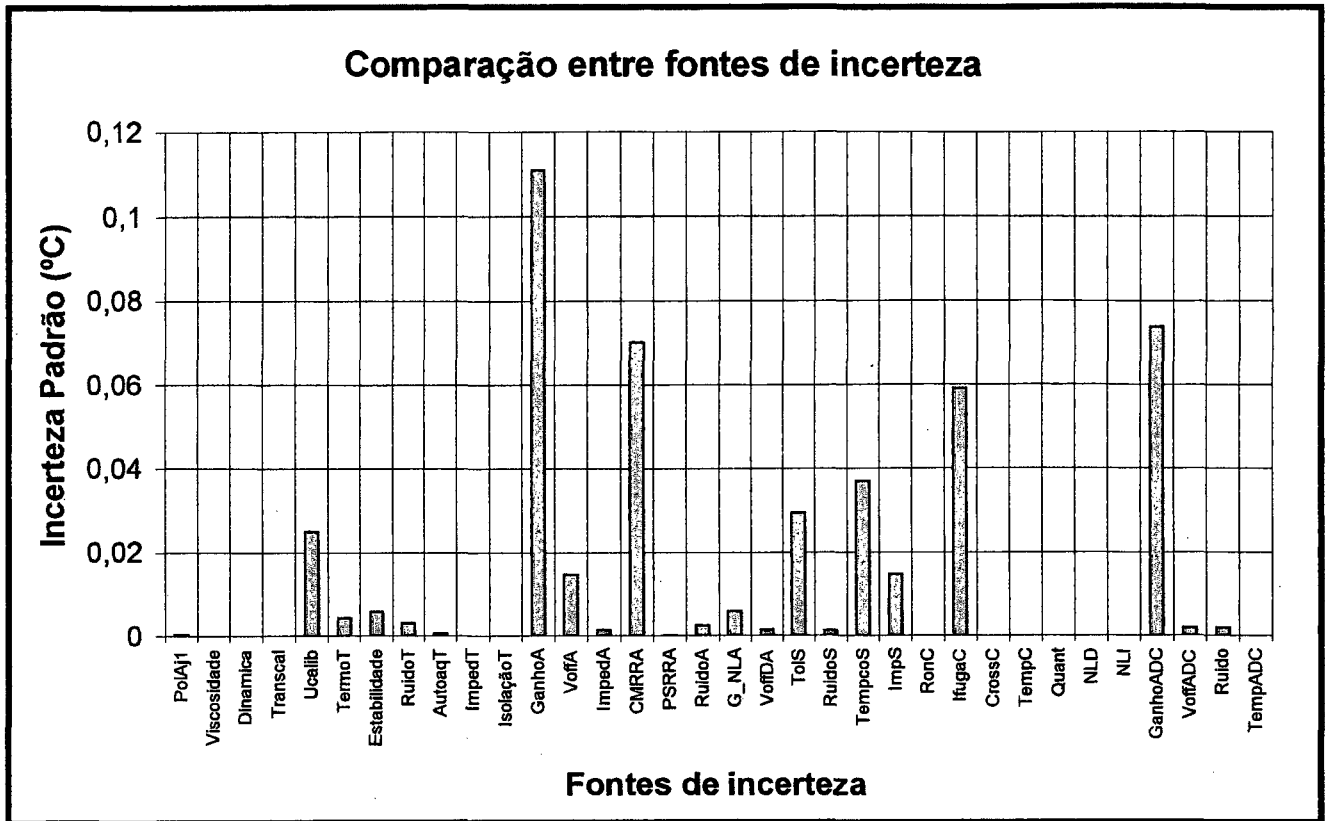


Figura 5.7 – Gráfico comparativo das fontes de incerteza (iteração 2)

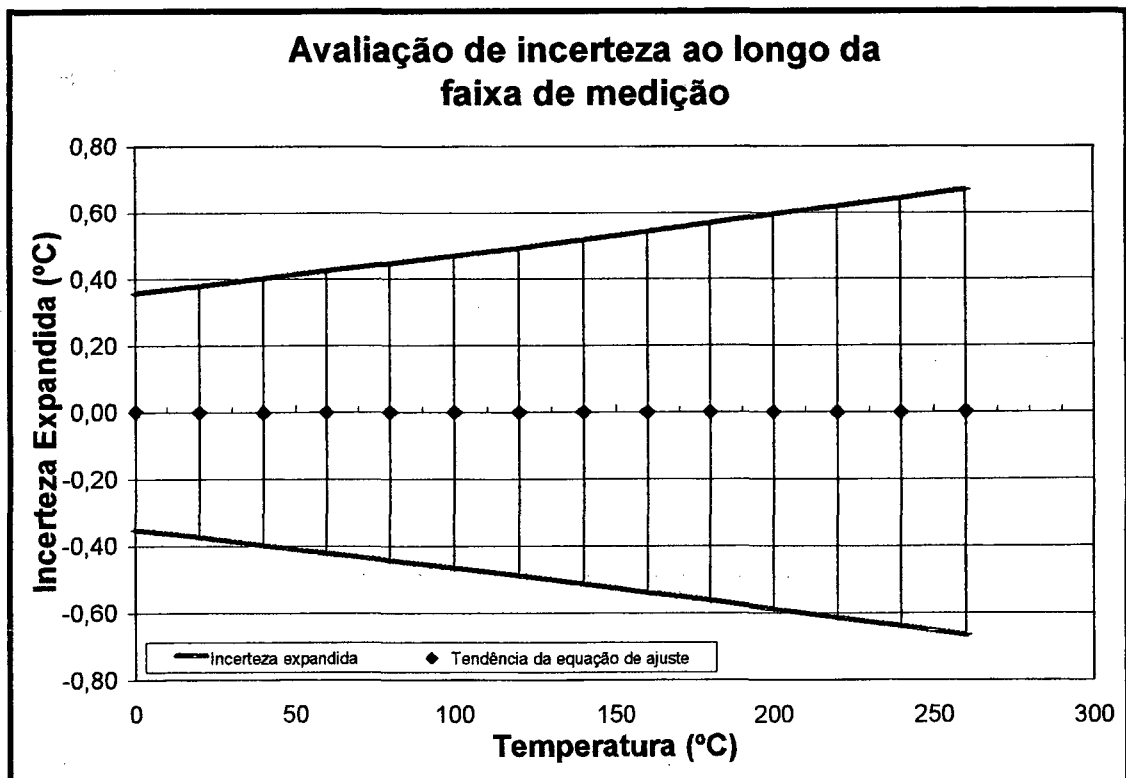
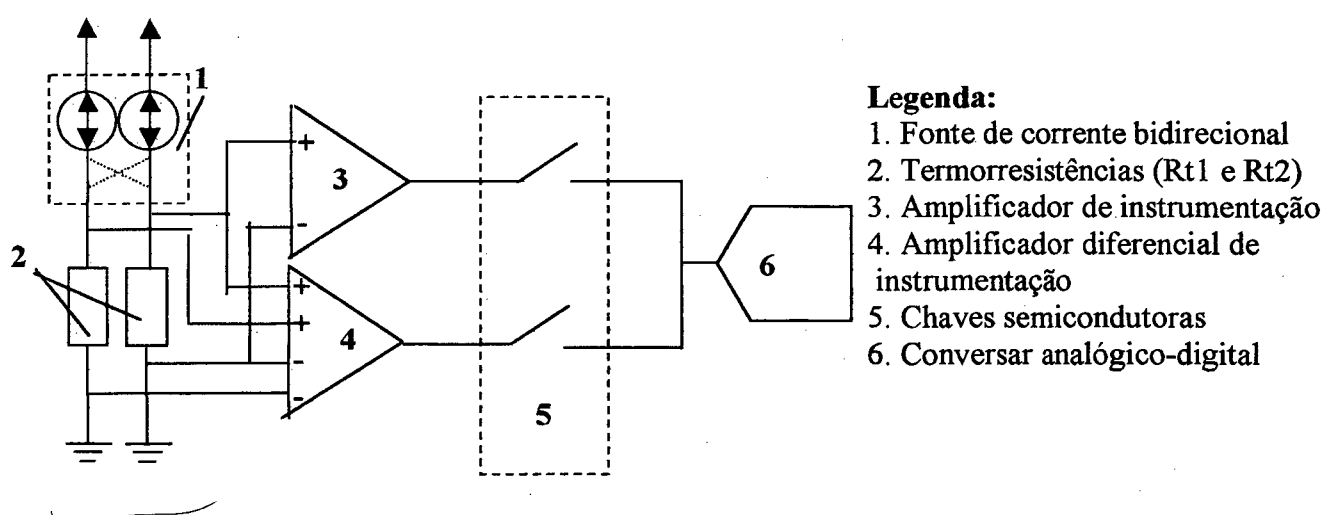


Figura 5.8 – Incerteza expandida ao longo da faixa de medição

### 5.3.6 Reprojetado e avaliação da incerteza (iteração 3)

A cadeia de medição foi então reprojetaada devido aos limites encontrados no circuito anterior e, principalmente, por não atingir os requisitos necessários para a medição da diferença de temperatura. O diagrama esquemático é apresentado na Figura 5.9. Foi incorporado nesse projeto um novo sistema de amplificação que mede a diferença entre as duas termorresistências, independente da medição de temperatura absoluta, evitando o desbalanceamento dos amplificadores existentes no circuito anterior. Fontes de corrente bidirecionais e intercambiáveis foram incorporadas para minimizar as variações causadas por fontes termoeletricas entre o transdutor e o amplificador (de grande influência na medição diferencial).



**Figura 5.9 – Sistema de medição de temperatura proposto após iteração 3**

Realizando os passos descritos nas sessões anteriores, o cálculo da incerteza desse sistema de medição apresentou como principais fontes de incerteza o ganho do amplificador, a tolerância da fonte de corrente e a resolução do conversor analógico-digital. Devido à grande dificuldade de obtenção de fontes de corrente com grande exatidão, o sistema de medição necessita de ajuste da fonte de corrente com auxílio da calibração utilizando resistores padrão. Também através do uso de um segundo resistor padrão pode-se ajustar o ganho do sistema de medição. A incerteza expandida nessa configuração foi avaliada em  $0,06^{\circ}\text{C}$ , atingindo os requisitos metrológicos propostos.

## 5.4 AVALIAÇÃO QUANTITATIVA DE INCERTEZAS EM LABORATÓRIO

Um protótipo foi construído para avaliar as características da cadeia de medição projetada e, a partir da informação da avaliação da incerteza, foram realizados experimentos para comprovar o desempenho metrológico do sistema de medição.

Foram realizados dois experimentos: calibração do instrumento e repetitividade das medições.

### 5.4.1 Avaliação do sistema de calibração com banho de temperatura

Esse experimento consistiu em avaliar se a especificação de incerteza de calibração de  $0,05^{\circ}\text{C}$  poderia ser alcançada com as instalações encontradas internamente na empresa.

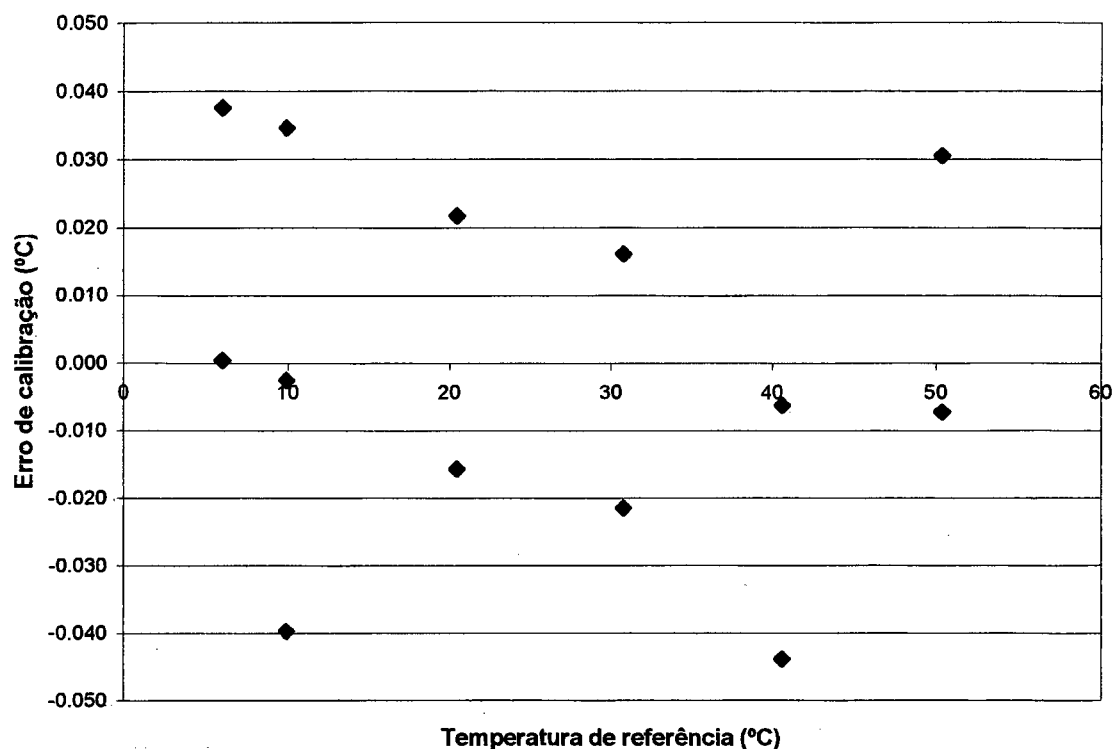
O sistema de calibração utilizado pela empresa é composto por um banho de calibração DBT Thermostats da HETO - Lab Equipment [121] que possui as seguintes características ( citadas somente as mais importantes):

Resolução :	$\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ ( para medição no equipamento)
Estabilidade da temperatura:	$\pm 0,001^{\circ}\text{C}$
Transdutor:	termorresistor $100\ \Omega$ a $0^{\circ}\text{C}$

O valor verdadeiro convencional é determinado através de um termômetro de quartzo Heraeus [122], colocado junto aos transdutores. Suas características são:

Marca:	QuaD100
Erro máximo:	$\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ na faixa $-20^{\circ}\text{C}$ a $130^{\circ}\text{C}$
Resolução:	$0,02^{\circ}\text{C}$ ( $-50^{\circ}\text{C}$ a $199,99^{\circ}\text{C}$ ) ou $0,1^{\circ}\text{C}$ ( $200^{\circ}\text{C}$ a $350^{\circ}\text{C}$ )

A curva de erros da calibração é mostrada na Figura 5.10. Ela expressa a diferença entre o valor das temperaturas obtidas pelo sistema de medição e o valor obtido pelo termômetro a quartzo e não ultrapassou ao valor de  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ .



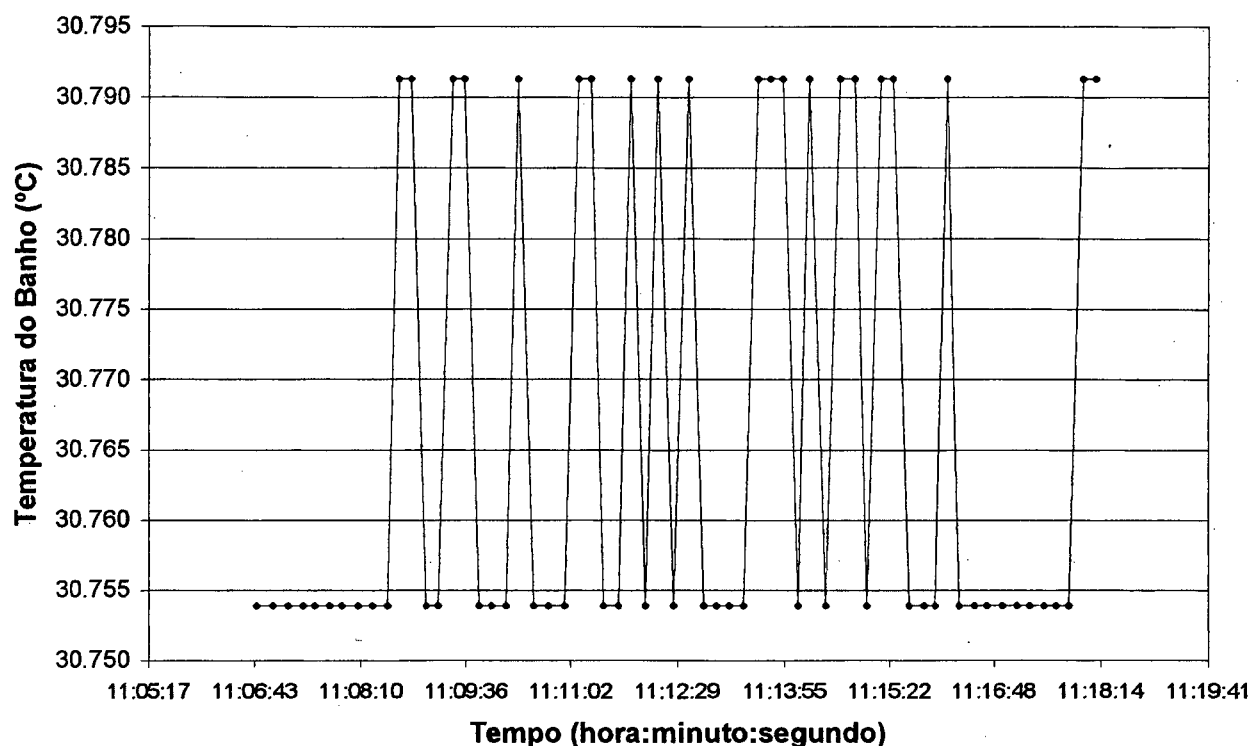
**Figura 5.10 – Erro residual da calibração**

Apesar dos resultados obtidos pela calibração mostrarem-se dentro da faixa de  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ , identificou-se que essa instalação não permitia a garantia da incerteza requerida devido a incerteza do transdutor padrão, que somente o erro máximo já é igual à incerteza alvo. Nesse caso, um novo sistema de calibração de temperatura foi especificado, baseado em um banho com controle digital, uma célula de ponto triplo de temperatura de água e um termorresistor padrão com indicação própria de medição, além de outros acessórios. Para esse sistema de calibração pretende-se atingir um valor de incerteza expandida inferior a  $\pm 0,01^{\circ}\text{C}$ . A confirmação experimental desse resultado depende da compra dos novos equipamentos, o que não pôde ser realizado antes da conclusão deste trabalho.

#### 5.4.2 Repetitividade do sistema de medição

O ensaio de repetitividade se consistiu em colocar o transdutor em um banho de temperatura estável e determinar a máxima variação encontrada nas medições em um determinado intervalo de tempo. Através desse procedimento, fontes de incerteza como ruído, interferência, erro de quantização, entre outros efeitos aleatórios podem ser avaliadas.

A Figura 5.11 apresenta o resultado do teste, demonstrando que a maior fonte de incerteza que influencia a repetitividade do sistema de medição, para temperatura de 30,78°C (temperatura do termômetro padrão), é o erro de quantização do sistema de medição, devido ao formato característico da saída (oscilação entre dois valores definidos). Portanto nesse experimento em laboratório, a incerteza decorrente da repetitividade (ruído, erro de quantização e variação do mensurando) apresenta um resultado adequado.



**Figura 5.11 – Resultado de um teste de repetitividade para o sistema de medição**

## **5.5 ANÁLISE DO PROCEDIMENTO DE GERENCIAMENTO DE INCERTEZA**

A aplicação do procedimento durante o projeto e o desenvolvimento do sistema de medição indicou ao avaliador as fontes de incerteza mais críticas para a determinação da incerteza, apresentando os parâmetros de projeto que deveriam ser estudados com mais detalhes ou componentes que deveriam ser modificados.

A utilização do protótipo de auxílio à avaliação da incerteza mostrou-se bastante útil, permitindo uma avaliação mais rápida da incerteza e sem a necessidade da realização de diversos

cálculos adicionais. Entretanto, necessita-se treinamento para utilização do programa de simulação e da documentação própria para essa tarefa.

A realização da análise da incerteza em todas as fases do desenvolvimento do sistema de medição, desde o projeto até a aplicação em campo, faz com que o balanço final de incerteza expresse, de maneira coerente, o valor da incerteza esperada da medição, como desejado em um sistema confiável metrologicamente.

Durante a fase de implementação, a utilização do procedimento de gerenciamento de incerteza gera organizacionalmente na empresa um processo contínuo de estudo dos sistemas de medição existentes. Esse estudo faz com que ocorra um conhecimento melhor de seus processos de medição, levando à determinação das necessidades internas em instrumentação e sua confiabilidade metrológica. Também auxilia o treinamento da mão-de-obra da empresa, de grande importância na garantia de processos de medição.

Em relação à experiência de implantação de um sistema para melhoria da confiabilidade metrológica nessa empresa, verificou-se que a falta de cultura metrológica tornou-se um problema para sua implementação. Palestras foram necessárias para apresentar conceitos e a filosofia do ISO-GUM, bem como outras informações relevantes da área metrológica. Para ser possível introduzir o procedimento de avaliação da incerteza, certas simplificações foram realizadas, como redução no número de fontes de incerteza consideradas para avaliação e adoção de modelos simplificados, para posteriormente inserir outros aspectos necessários para uma avaliação mais completa. Nesse ponto, a utilização do protótipo de auxílio à avaliação da incerteza facilita a implementação do guia, uma vez que os cálculos para avaliação da incerteza estão embutidos nas planilhas, além de permitir com facilidade o tratamento de modelos mais completos.

De forma a garantir que as especificações metrológicas pudessem ser alcançadas para a aplicação apresentada, outros aspectos relativos à incerteza da instalação, ao procedimento de medição, à repetitividade e à calibração devem ser avaliados e, preferencialmente, no local de medição. Em virtude da complexidade desse tipo de avaliação, os estudos de avaliação não puderam ser concluídos para serem apresentados neste documento. Foram identificados como fontes de incerteza necessárias para avaliação em campo: gradiente de temperatura no interior do poço termométrico, perda de energia por radiação, efeito do aquecimento por atrito do fluido com o transdutor, erro causado pela resposta dinâmica da cadeia de medição, em especial do transdutor. A avaliação dessas fontes irá fornecer a incerteza para a medição de temperatura e, em conjunto com a avaliação dos outros sistemas de medição, será possível definir a incerteza de medição do rendimento da bomba hidráulica.

## CAPÍTULO 6

# CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como objetivo propor um procedimento para avaliação e gerenciamento da incerteza, visando contribuir para a garantia da confiabilidade metrológica de sistemas de medição de temperatura.

O procedimento de gerenciamento da incerteza foi adaptado do “Procedure Uncertainty Management” (PUMA) do relatório técnico ISO/TS 14253-2 para sistemas de medição de temperatura. O procedimento proposto permite a identificação das principais fontes de incerteza facilitando a definição das ações necessárias para controlar as incertezas desde a fase de projeto até a aplicação em campo, visando garantir o valor final da incerteza de medição.

O procedimento para avaliação da incerteza de medição foi baseado no Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (ISO-GUM). Foi apresentada uma revisão do procedimento, com contribuições específicas para sua aplicação em sistemas de medição de temperatura. Foram também relacionadas as principais fontes de incerteza inerentes a sistemas automatizados de medição de temperatura.

Com o intuito de reduzir o esforço na avaliação da incerteza, estudou-se a utilização de programas de computador para auxiliar na análise da incerteza. Foi desenvolvido um protótipo de um sistema para avaliação de incerteza, composto por dois programas existentes no mercado: o Excel (Microsoft Co.) e o PSpice (MicroSim Co.). As características desse sistema e os resultados da sua avaliação através de um estudo de caso foram apresentados.

A seguir são apresentadas conclusões deste trabalho, agrupadas de acordo com a afinidade.

#### **a) Avaliação de incerteza:**

A respeito do procedimento de avaliação de incerteza apresentado neste documento pode-se ressaltar:

- o ISO-GUM, fortemente baseado em conceitos estatísticos, é um documento sem precedentes quanto à padronização do procedimento de avaliação de incertezas. Por outro

lado, devido à sua redação de caráter científico, a sua aplicação a atividades industriais encontra dificuldades, em especial devido à falta de formação metrológica dos envolvidos;

- a necessidade de avaliação de sistemas automatizados de medição de temperatura, composto por diversos módulos separados, resulta em um número maior de fontes de incerteza para serem quantificadas, dificultando sobremaneira a análise para avaliação da incerteza;
- o modelo para avaliação de sistemas automatizados de medição de temperatura cresce significativamente em complexidade, a medida que níveis menores de incerteza são necessários;
- a falta de padronização nas especificações e parâmetros dos módulos utilizados na análise de incerteza entre diversos fabricantes dificulta a implementação do procedimento. Somente através da análise detalhada das especificações fornecidas e de sua adequação ao modelo adotado pode-se chegar a uma correta avaliação da incerteza.

#### **b) Procedimento de gerenciamento de incerteza:**

Com relação ao procedimento para gerenciamento de incerteza foram relacionadas as seguintes as conclusões relativas ao procedimento apresentado e à análise de caso:

- a aplicação do gerenciamento da incerteza, nas diversas fases de projeto e desenvolvimento, permite melhorar a garantia das especificações metrológicas do sistema de medição;
- a avaliação da incerteza da forma proposta torna-se mais rápida que a realizada seguindo exclusivamente o ISO-GUM, devido ao fato de permitir a concentração de esforços somente nas fontes de incerteza de maior influência;
- o procedimento proposto usa avaliações baseadas em análises de pior caso; no entanto é possível utilizá-lo para realizar a avaliação segundo o ISO-GUM, bastando refinar as avaliações de cada fonte de incerteza utilizando estimativas mais realistas, segundo o conhecimento disponível;
- o agrupamento de fontes de incerteza por módulos, da forma adotada no procedimento, sistematiza o trabalho de avaliação da incerteza, especialmente quando essas são representativas de um sistema de medição ou módulo;



- o conceito da incerteza alvo utilizado para especificar a incerteza máxima do sistema de medição e, principalmente dos subsistemas, auxilia nas estimativas iniciais da avaliação da incerteza. Através da relação entre incerteza alvo e incerteza avaliada pode-se detectar as fontes de incerteza críticas do processo de medição;
- a aplicação do gerenciamento de incerteza durante o projeto faz com que as características metrológicas, e as ações para garantir essas características, sejam determinadas a priori, o que facilita a elaboração de procedimentos relativos à garantia da qualidade;
- o procedimento de gerenciamento da incerteza pode ser também possivelmente utilizado em sistemas de medição de outros mensurandos. A implementação somente necessita do modelo das fontes de incerteza do transdutor e do ambiente de medição.

**c) Sistema para a avaliação de incerteza auxiliado por computador:**

Entre as conclusões do sistema de auxílio à avaliação da incerteza, destacam-se:

- o sistema mostrou-se importante principalmente para a avaliação da composição de diversos módulos independentes, uma vez que o cálculo manual torna-se muito trabalhoso, senão impraticável;
- as facilidades apresentadas pelo sistema fornecem informações importantes para avaliação e tomada de decisão relativa à garantia da qualidade dos processos de medição, como a relação das fontes de incerteza a serem avaliadas, o cálculo da incerteza ao longo do tempo e os gráficos comparativos de fontes de incerteza;
- a implementação do protótipo foi realizada com programas que podem facilmente ser encontrados no mercado. Outros programas de simulação como Proteus (Labcenter Electronics Ltd.) ou Workbench (Interactive Image Technologies Ltd.) também podem ser utilizados, porém necessitando do desenvolvimento da representação dos modelos dos módulos dos sistemas de medição. Em alguns casos, programas de simulação não voltados para a área de circuitos eletrônicos, como o sistema de cálculo MathCad (Mathsoft, Inc.), ou o MatLab (Mathworks, Inc.). Sistemas de programação como LabVIEW (National Instruments Co.) também podem ser utilizados na fase de quantificação, sendo que a dificuldade encontra-se na representação dos modelos e nas rotinas de cálculos numéricos para simulação.

- o protótipo do sistema de auxílio à avaliação de incerteza em sistemas de medição, desenvolvido dentro deste trabalho, apesar de demonstrar sua viabilidade, precisa evoluir muito para se transformar em um produto comercializável. Os modelos criados necessitam validação para diferentes situações e outros modelos necessitam ser implementados, como, por exemplo, para abranger outros tipos de termopares. Em alguns casos, existem dificuldades para implementação do modelo de simulação de todas as fontes conhecidas de incerteza, como por exemplo, para a avaliação dos efeitos da temperatura ambiente sobre o processo de medição.

Com relação ao trabalho como um todo, pode-se concluir que os objetivos propostos foram plenamente atingidos. Um passo a mais foi dado para que a garantia da confiabilidade metrológica possa ser alcançada dentro de processos de medição de temperatura.

## **6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

Foram identificadas as seguintes oportunidades relativas ao desenvolvimento de futuros trabalhos:

- a) **sistematização da informação sobre sistemas de medição de temperatura:** em geral, a avaliação da incerteza deve ser realizada para um grande número de fontes de incerteza, tornando essa tarefa bastante trabalhosa. Com o objetivo de reduzir a quantidade de cálculos envolvidos, um estudo prévio poderia ser realizado para determinar as configurações básicas encontradas em sistemas de medição automatizado de temperatura e identificar, para avaliações de incerteza futuras, as fontes de incerteza que mais influenciam em cada configuração;
- b) **avaliação de incerteza decorrente da instalação e do ambiente de medição:** estudos mais aprofundados na determinação e sistematização das incertezas associadas à instalação e ao ambiente de medição permitirão uma melhor avaliação da incerteza durante o projeto de sistemas de medição. Também propõem-se que sejam realizados estudos visando a aplicação de programas de simulação baseados em técnicas numéricas, tais como elementos finitos, na quantificação dessas fontes;
- c) **expansão do trabalho para outras técnicas de medição de temperatura:** esse trabalho foi dedicado ao estudo dos transdutores de temperatura com contato mais comumente encontrados no mercado: termopar, termistor, termorresistor e transdutores integrados de

temperatura. Existem também outras tecnologias para medição de temperatura, como os transdutores a quartzo, medidores sem contato, como infra-vermelho, que poderiam ser acrescidas à gama de sistemas de medição de temperatura abrangidos pela metodologia. Para tanto necessita-se determinar as fontes de incerteza de cada sistema de medição e os modelos de incertezas para quantificação;

- d) **expansão do trabalho para outras grandezas:** a metodologia para gerenciamento de incerteza pode ser aplicada em sistemas de medição automatizada de outras grandezas, como pressão e vazão. Para implementar a metodologia deve-se realizar a identificação das principais fontes de incerteza envolvidas com o transdutor e da sua modelagem para quantificação das incertezas;
- e) **melhoria dos modelos de simulação para avaliação da incerteza:** os modelos apresentados necessitam de melhorias e de validações em diferentes condições de uso. Novos blocos, que permitam a análise do sistema de medição mais facilmente, também poderiam ser desenvolvidos e validados;
- f) **ampliação das potencialidades para avaliação de incerteza com simulação:** não foram incorporados nos modelos apresentados os aspectos relativos à dinâmica do sistema de medição. A incorporação dessa característica aos modelos implementados, em conjunto com a análise dinâmica (recursos de análise freqüencial-“AC analysis” e análise temporal- “transient analysis” do PSpice), permite a quantificação dessas fontes no próprio sistema desenvolvido dentro deste trabalho;
- g) **desenvolvimento de um sistema integrado de avaliação de incerteza:** o sistema apresentado pode ser ampliado para o desenvolvimento de um programa comercial, com funcionalidades não normalmente encontradas entre os sistemas atualmente disponíveis no mercado. O programa comercial deveria incorporar, em um único sistema: uma interface que permita a construção do sistema de medição a partir de blocos básicos; configurar os dados para simulação; montar o balanço de incerteza; e, avaliar a incerteza do sistema de medição automaticamente. O sistema também poderia gerar a documentação da análise de incerteza, na forma de procedimento diretamente integrável a sistemas de garantia da qualidade.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FROST & SULLIVAN. **Temperature Sensor Manufacturers Sustain Growth Trend Despite Several Competitive Challenges**. Disponível na Internet. <http://www.frost.com/verity/press/industrial/pr562632.htm>. 7 Mar 2000.
- [2] FROST & SULLIVAN. **World Temperature Sensor Market - Report #5626-32**. New York: Frost & Sullivan, Dec 1997.
- [3] CAMARANO, D.M. **Procedimentos Aplicáveis à Garantia da Qualidade Metrológica dos Resultados na Termometria Automatizada com Termopar e Sensores Resistivos**. Florianópolis, 1993. 129p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [4] FROST & SULLIVAN. **Quality and Standards Promote Steady Growth in the European Temperature Sensor and Instrumentation Market**. Disponível na Internet. <http://www.frost.com/verify/press/industrial/pr328432.htm>. 7 Mar 2000.
- [5] SOARES JÚNIOR, L. **Confiabilidade Metrológica no Contexto da Garantia da Qualidade Industrial: Diagnóstico e Sistematização de Procedimentos**. Florianópolis, 1999. 120p. Dissertação (Mestrado em Metrologia Científica e Industrial) - Depto. Eng. Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] **BS EN ISO 5198:1999**. Centrifugal, mixed flow and axial pumps - Code for hydraulic performance tests precision class.
- [7] ISO; et al. **Guia para a Expressão da Incerteza de Medição**. Segunda Edição Brasileira do "*Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*". Rio de Janeiro: Programa RH-Metrologia, 1998.
- [8] SOARES JÚNIOR, L.; FLESCHE, C. A. **Aplicação do ISO-GUM em Sistemas da Qualidade**. IV Congresso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica CIDIM/99. Santiago de Chile: 23 a 26/11/1999. Anais em CD-ROM.
- [9] FLESCHE, C. A.; SOARES JÚNIOR, L. **Metodologia para Uniformização no Tratamento das Questões Metrológicas em Sistemas da Garantia da Qualidade**. Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica (COBEM 99). Águas de Lindóia: 22 a 26/11/1999. Anais em CD-ROM.
- [10] ISGMAX. **Uncertainty Analyzer**. Disponível na Internet. <http://www.isgmax.com>. 7 Mar 2000.
- [11] METRODATA GMBH. **GUM Workbench**. <http://www-uktm.external.hp.com/mikehut/download/download5.html>. 1999.

- [12] **ISO/TS 14253-2:1999.** Geometrical Product Specifications (GPS) -- Inspection by measurement of workpieces and measuring equipment -- Part 2: Guide to the estimation of uncertainty in GPS measurement, in calibration of measuring equipment and in product verification.
- [13] AYRES, D.; BLUNDELL, A. **Calibration Thermometers.** Isotech Co. Disponível na Internet. <http://www.isotech.co.uk>. 5 Feb 1999.
- [14] GUILDNER, L. A.; THOMAS, W. **The Measurement of Thermodynamic Temperature.** Temperature, its measurement and control in science and industry. v.5, p. 9-19, New York: American Institute of Physics, 1982.
- [15] QUINN, T. **Temperature.** - (Monographs in physical measurement). London: Academic Press, 1983.
- [16] BIPM. **The International Temperature Scale of 1990, ITS-90.** English version of the official French text. Sèvres: 1999.
- [17] PRESTON-THOMAS, H. **The International Temperature Scale of 1990 (ITS-90).** Metrologia, p. 3-10, 3 Oct 1990.
- [18] DE LUCA, J.; BENYON, R.; MORATILLA, A. **La Medida de Temperatura: de la EIT-90 a la Industria.** CIMI'95 - 6th International Conference on Industrial Metrology. p. 527-536, Universidad de Zaragoza, 27 Oct 1995.
- [19] MANGUM, B. W.; FURUKAWA, G. T. **Guidelines for realizing the ITS-90.** NIST Technical Note 1265.
- [20] TAVENER, JOHN. Traceability, and Qualification of ITS-90 Fixed Points. **PTB-Mitteilungen**, v. 107, n. 6/97, p. 421-427, 1997.
- [21] SANTOS, P. R. d. F.; BONNIER, G. **Inmetro Realization of ITS-90 from 0°C to 450°C.** [S.I. : s.n.]. 1999.
- [22] ISOTECH. **Manual do Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.isotech.co.uk>. Isothermal Technology, 7 Mar 2000.
- [23] HART SCIENTIFIC. **Catálogo do Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.hartscientific.com>. 7 Mar 2000.
- [24] **ISO/TR 14638:1995.** Geometrical product specification (GPS) -- Masterplan.
- [25] FLESCHE, C. A.; BARP, A. M. **Avaliação a Priori da Incerteza em Sistemas Modulares de Medição de Temperatura.** IV Congreso Iberoamericano Ingeniería Mecánica CIDIM/99. Santiago de Chile: 23 a 26/11/1999. Anais em CD-ROM.
- [26] BARP, A. M.; FLESCHE, C. A. **Avaliação de Incerteza de Medição Durante o Projeto de Cadeias de Medição Automatizadas.** III Seminário Internacional de Metrologia Elétrica (III SEMETRO). Anais em CD-ROM. Rio de Janeiro: Sep 1998.

- [27] FLESC, C. A.; CAMARANO, D. M. **Proposta de Metodologia de Seleção dos Módulos Físicos e Lógicos de um Processo de Medição Automatizado de Temperatura com Transdutores dos tipos termopar, termorresistor e termistor.** XII Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica. v.3., p.269-274. Brasília: Dez 1993.
- [28] FLESC, C. A.; FRANÇA, L. R. G. **Sistema de Gerenciamento de Instrumentos de Controle Geométrico: Caracterização e Desenvolvimento de Protótipo.** Anais do Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, v.3, p.1551-54. Brasília: Dez 1995.
- [29] FRANÇA, L.R.G. **Sistema de Gerenciamento de Instrumentos de Controle Geométrico: Caracterização e Desenvolvimento de um Protótipo.** Florianópolis, 1993. 117p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica). - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [30] COOK, S. C. **A Methodology for Formulating Measuring Instrument Specifications.** Measurement, 11, p. 1-31, London: Elsevier Science, 1993.
- [31] STAUDHAMMER, J. **Circuit Design by Digital Computer.** Englewoods Cliff: Prentice Hall, 1975.
- [32] **Requisitos do Sistema da Qualidade - QS9000.** Manual de referências do sistema da qualidade QS9000, 1995.
- [33] BENEDICT, R. P. **Fundamentals of Temperature, Pressure and Flow Measurement.** New York: John Wiley & Sons, 1969.
- [34] INCROPERA, F.; DEWITT, D. **Fundamentos da Transferência de Calor e Massa.** 3. ed. traduzida, Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1992.
- [35] VLACH, J. **Computer Methods for Circuit Analysis and Design.** New York: Von Nostrand Reinhold, 1983.
- [36] CHEN, W.-K. **The Circuit and Filters Handbook.** New York: CRC Press, 1995.
- [37] PUTTEN, A. D. O. V. **Electronic Measurement Systems. Theory & Practice.** 2. ed. Bristol: Institute of Physics Publishing, 1996.
- [38] DOEBELIN, E. O. **Measurement Systems: Application and Design.** 4. ed. New York: McGraw-Hill, 1990.
- [39] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno.** Tradução Ivan Jose de Albuquerque. 2. ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1993.
- [40] KERLIN, T. W.; SHEPHARD, R. L. **Industrial Temperature Measurement.** New York: ISA, 1982.
- [41] DEWEY, F. R. **A Complete Guide to Data Sheets - Part 2: The Essential Parts of the Data Sheet.** Sensors Magazine (Oct. 1998).  
<http://www.sensorsmag.com/articles/1098/ds21098/index.htm>. 3 Jul 2000.

- [42] KELTON, W. D.; SADOWSKI, R.; SADOWSKI, D. A. **Simulation with Arena**. Boston: McGraw-Hill, 1998.
- [43] JAIN, R. **The Art of Computer Systems Performance Analysis**. New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [44] MONTGOMERY, D. C. **Design and Analysis of Experiments**. 4. ed. Arizona: John Wiley & Sons, 1996.
- [45] **ISO 3534-1:1993**. Statistics - Vocabulary and symbols -- Part 1: Probability and general terms.
- [46] EURACHEM . **Quatifying Uncertainty in Analitical Measurement**. First edition in English. ISBN 0-948926-08-2. UK: 1995.
- [47] INMETRO . **Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia**. Versão Brasileira do "*Vocabulary of basic and general terms in metrology*" publicado em 1993 pela ISO/IEC/OIML/BIPM. Rio de Janeiro: Mar 1995.
- [48] JOHNSON, D. **Contact Sensor: The Business End of Temperature Measurement**. Control Engineering, Jun 1998.
- [49] OMEGA ENGINEERING . **The Temperature Handbook**. v. 29. Stamford: Omega Press, 1995.
- [50] BLUESTEIN, I. **Understanding Contact Temperature Sensors**. Disponível na Internet. Sensor Maganize (Jan 1999).  
<http://www.sensorsmag.com/articles/0199/tem0199/index.htm>. 7 Mar 2000.
- [51] HONEYWELL . **Temperature Tutorial - Comparing Temperature Sensors**. Informe publicitário.  
[http://www.content.honeywell.com/building/components/Hycal\\_Html/temp.asp](http://www.content.honeywell.com/building/components/Hycal_Html/temp.asp). 2000.
- [52] LACANETTE, K. **National Temperature Sensor Handbook**. National Semiconductors, 22 Jan 1997.
- [53] WILLIAMS, J. **Thermocouple Measurement**. Application Note 28 - Linear Technology. USA: 1988.
- [54] FIGLIOLA, R. S.; BEASLEY, D. E. **Theory and Design for Mechanical Measurements**. New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [55] ASTM. **Manual on the Use of Thermocouples in Temperature Measurements. STP 470B**. Philadelphia: American Society of Testing and Materials (ASTM), 1981.
- [56] WERBER, D.; NAU, M. **Eletrical Temperature Measurement with Thermocouple and Resistance Thermometer**. Fulda: Jumo, 1991.
- [57] KINZIE, P. A. **Thermocouple Temperature Measurement**. New York: John Wiley & Sons, 1973.

- [58] NIST. **Thermocouple Reference Tables Based on the ITS-90 (monograph 175)**. <http://www.omega.com/temperature/Z/pdf/z203.pdf>. Omega Engineering, 1999.
- [59] OMEGA ENGINEERING. **Thermocouple Reference Junction Principles**. Catálogo do fabricante (seção z). 1998.
- [60] ANALOG DEVICES. **Two-Terminal IC Temperature Transducer - AD590**. Norwood: Analog Devices, 1997.
- [61] ANALOG DEVICES. **Monolithic Thermocouple Amplifier with Cold Junction Compensation**. Temperature Measurement Components, Vol.I, p.8. 1999.
- [62] KEITHLEY. **Low Level Measurement**. 4 ed. Cleveland: Keithley Instruments, 1993.
- [63] WILLIAMS, T. **EMC for Product Design**. Butterworth-Heinemann, 1995.
- [64] HERAEUS. **Catálogo do Fabricante**. Disponível na Internet. <http://www.heraeus.com>. 7 Mar 2000.
- [65] **BS EN 60751:1996**. Industrial platinum resistance thermometer sensors.
- [66] MICRO-OHM. **Catálogo do Fabricante**. Disponível na Internet. <http://www.micro-ohm.com>. 7 Mar 2000.
- [67] KHAZAN, A. D. **Transducers and Their Elements: Design and Application**. Englewood Cliffs: PTR Prentice-Hall, 1994.
- [68] THERMOMETRICS. **NTC Thermistors - Application notes**. Disponível na Internet. <http://www.thermometrics.com/assets/images/ntcnnotes.pdf>. 7 Mar 2000.
- [69] PALLÁS-ARENY, R.; WEBSTER, J. **Sensor and Signal Conditioning**. New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [70] FLEIRE, RAIMUNDO C. S., DAHER, SÉRGIO, e DEEP, GURDIP SINGH. A Highly Linear Single p-n Junction Temperature Sensor. **IEEE Transactions on instrumentation and measurement**, v. 43, n. 2, p. 127-131, 1994.
- [71] OHTE, AKIRA e YAMAGATA, MICHIAKI. A Precision Silicon Transistor Thermometer. **IEEE Transactions on instrumentation and measurement**, v. 26, n. 4, p. 225-341, 12-1977.
- [72] NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. **LM34/LM35 Precision Monolithic Temperature Sensors**. Application Note AN-460. [http://www.national.com/apnotes/Analog-TempSensors\\_v2.html](http://www.national.com/apnotes/Analog-TempSensors_v2.html). Irvine: National Semiconductor, 4 Nov 1995.
- [73] GOODENOUGH, F. **Monolithic Silicon Temperature Sensors Challenge Thermistors, RTDs, And Thermocouples**. Electronic Design. 13 Oct 1997.
- [74] ANALOG DEVICES. **Catálogo do Fabricante**. Disponível na Internet. [http://products.analog.com/products\\_html/list\\_gen\\_120\\_2\\_1.html](http://products.analog.com/products_html/list_gen_120_2_1.html). 3 Jul 2000.



- [75] PHILIPS COMPONENTS. **AN164 - Explanation of Noise**. Book IC11 Data Handbook - Linear Products. Netherlands: Philips Components, 1989.
- [76] HAYT, W. H. J.; KEMMERLY, J. E. **Análise de Circuitos em Engenharia**. [tradução de José Rubens de Doria Porto]. São Paulo: McGraw-Hill, 1978.
- [77] CHAPMAN, A. J. **Heat Transfer**. p. 552-561, New York: Macmillan, 1974.
- [78] BAKER, H. D.; RYDEN, M.; BAKER, N. **Temperature Measurement in Engineering**. (2), Omega Press, 1975.
- [79] TROMBE, A. e MOREAU, J. A. Surface Temperature Measurement of Semi-transparent Material by Thermocouple in Real Site Experimental Approach and Simulation. **Int. J. Heat Mass Transfer**, v. 38, n. 15, p. 2297-2807, 1995.
- [80] EL AGIB, A. A. R.; BINNIE, A. J.; FOORD, T. R. **Effects of Recovery Factor on Measurement of Temperature of Moving Fluids**. Thermodynamics and Fluid Mechanics Convention. London: Institution of Mechanical Engineers, 1966.
- [81] LARSON, N.; PEDERSON, A. **Temperature Measurements in Flowing Water: Viscous Heating of Sensor Tips**. Proceedings of 1st IGHEM Meeting, Montreal, Canada. Jun 1996.
- [82] DALLY, J. W.; RILEY, W. F.; MCCONNELL, K. G. **Instrumentation for Engineering Measurements**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1993.
- [83] SMITH, L.; SHEINGOLD, D. H. **Noise and Operational Amplifier Circuits**. AN-358 Application Note. Norwood: Analog Devices, 3 Jan 1969.
- [84] SEDRA, A. S.; SMITH, K. **Microelectronic Circuits**. 3.ed., Fortworth: Saunders College, 1991.
- [85] HOROWITZ, P.; WINFIELD, H. **The Art of Electronics**. 2. ed. Cambridge: University Press, 1980.
- [86] JUNG, W. **Using the LTC Op Amp Macromodels**. Application Note 48 (AN48-1). Analog Devices. Nov 1991.
- [87] BAGGI, H.; et al. **Burr-Brown Spice Based Macromodels, Rev. F**. Application note AB-020F. Tucson: Burr-Brown, Jan 1995.
- [88] FOTY, D. **Mosfet Modeling with SPICE: Principles and Practice**. New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- [89] MALVINO, A. P. **Eletrônica – Volume 2**. Tradução Romeu Abdo; revisão técnica Antonio Pertence Júnior. 4. ed. São Paulo: Makron Books, 1995.
- [90] BURR-BROWN. **Voltage-to-frequency Converters Offer Useful Options in A/D Conversion**. AB-066 Application Bulletin Note. Tucson: Burr-Brown, Mar 1993.

- [91] HOESCHELE, D. F. **Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Conversion Techniques**. 2 ed., New York: John Wiley and Sons, 1994.
- [92] VALID MEASUREMENTS. **Links to NASA's Anderson Loop Information**. Disponível na Internet. <http://www.vm-usa.com/links.html>. 3 Jul 2000.
- [93] BURR-BROWN. **REF200**. Dual Current Source/Current Sink. Tucson: Burr-Brown, Mar 1993.
- [94] FLUKE. **Calibration: Philosophy in Practice**. 2. ed. Everett: Fluke, Apr 1994.
- [95] ANALOG DEVICES. **Operational Amplifiers - Orientation**. Databook Integrated Circuits, v. 1, p.(4.5)-(4.12). Norwood: Analog Devices, 1984.
- [96] PHILIPS COMPONENTS. **AN165 - Integrated Operational Amplifier Theory**. Book IC11 Data Handbook - Linear Products. Netherlands: Philips Components, 1989.
- [97] NASH, E. **Errors and Error Budget Analysis in Instrumentation Amplifier Application**. AN-539 Application Note. Norwood: Analog Devices, Aug 1999.
- [98] BLANK, M. **Sistematização das Especificações Metrológicas em Sistemas Automatizados de Aquisição de Sinais**. Florianópolis, 1996. 120p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [99] KEITHLEY. **Switching Handbook - A Guide to Signal Switching in Automated Systems**. 3 ed. Keithley Instrumentation, 1997.
- [100] FLESCHE, C. A.; BLANK, M. **Análise Comparativa entre Erros Metrológicos Decorrentes da Multiplexação Automatizada Obtidos em Análise Teórica e Experimental**. Anais do XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica. Baurú: Dez 1997.
- [101] CAMARANO, D. M.; FLESCHE, C. A. **Erros na Multiplexação Automatizada de Transdutores de Temperatura Tipo Termopar, Termorresistor e Termistor**. V Congresso Nacional de Ingeniería Mecánica. Anais. Punta Arenas: Dic 1992.
- [102] FLESCHE, C. A. **Medições de Grandezas Mecânicas**. Apostila Aplicada no Curso de Engenharia Mecânica UFSC-LABMETRO. Florianópolis, SC: 1998.
- [103] TRUE, K. **Data Transmission Lines and Their Characteristics**. National Semiconductors Corp., Application Note 806. Feb 1996.
- [104] OTT, H. W. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1988.
- [105] TANENBAUM, A. S. **Redes de Computadores**. Tradução de: Computer Networks. Rio de Janeiro: Campus, 1994.
- [106] CHAPRA, S.; CANALE, R. **Numerical Methods for Engineering**. 2.ed. New York: McGraw-Hill, 1988.

- [107] KLOPFENSTEIN, R. J. **Software Linearization of a Thermocouple**. Sensors Magazine, Dec 1997.
- [108] GHOSH, D.; PATRANABIS, D. **Software Based Linearisation of Thermistor Type Nonlinearity**. No. 3. IEE Proceeding-G, 139, Jun 1992.
- [109] NATIONAL INSTRUMENTS. **The Measurement and Automation**. Catálogo do fabricante. <http://www.ni.com>. Austin: National Instruments, 2000.
- [110] HEWLETT PACKARD. **Test & Measurement Catalog**. Catálogo do Fabricante. 1999.
- [111] AL-HASHIMI, B. **The Art of Simulation using PSpice**. New York: CRC Press, 1995.
- [112] TUINENGA, P. W. **Spice: A Guide to Circuit Simulation and Analysis using PSpice**. 3. ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995.
- [113] **MicroSim PSpice A/D & Basics - Circuit Analysis Software - User Guide (version 7.1)**. Irvine: MicroSim, 1996.
- [114] **MicroSim PSpice A/D & Basics - Circuit Analysis Software - Reference Manual (Version 7.1)**. Irvine: MicroSim, 1996.
- [115] RUBINSTEIN, R. **Simulation and the Monte Carlo Method**. New York: John Wiley & Sons, 1981.
- [116] BARP, A. M. **Protótipo do Sistema para Avaliação de Incerteza. Relatório**. Secretaria do Curso de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial. Florianópolis: Mar 2000.
- [117] FLESCH, C. A.; SCAVONE, R. **Aplicação das Técnicas de Taguchi na Garantia da Qualidade dos Resultados em Bancadas de Ensaio**. Anais do VI Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, Santiago de Chile: 1994.
- [118] YATES, M.; WILLEY, A. **Energy Saving in Pumping in The U.K. Water Industry**. Congress of pump system. Bristol. 1991.
- [119] YATES, M. **Pumps - The Developing Needs (Paper 18)**. Seventh Technical Conference of the British Pump Manufacturers' Association. York: BHRA Fluid Engineering, 1981.
- [120] AEMS LTD. **Catálogo do Fabricante**. Disponível na Internet. <http://www.yatesmeter.co.uk>. 7 Mar 2000.
- [121] **DBT Thermostats**. Manual do Fabricante. Allerod: HETO-Holten, 1992.
- [122] HERAEUS. **Quat100/200**. Manual do Fabricante. 1996.